MARZO-APRILE 1952 - Anno 1 - Num. 2
SUPPLEMENTO AL RADIOCORRIERE - SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE IV GRUPPO

EDIZIONI RADIO ITALIANA

IN QUESTO NUMERO

LIRE 300

UN FUORI CLASSE DEI MICROFONI A NASTRO

di minime dimensioni (mm. 110x40x30)

prodotti RIEM

PRODOTTI DI QUALITÀ

★

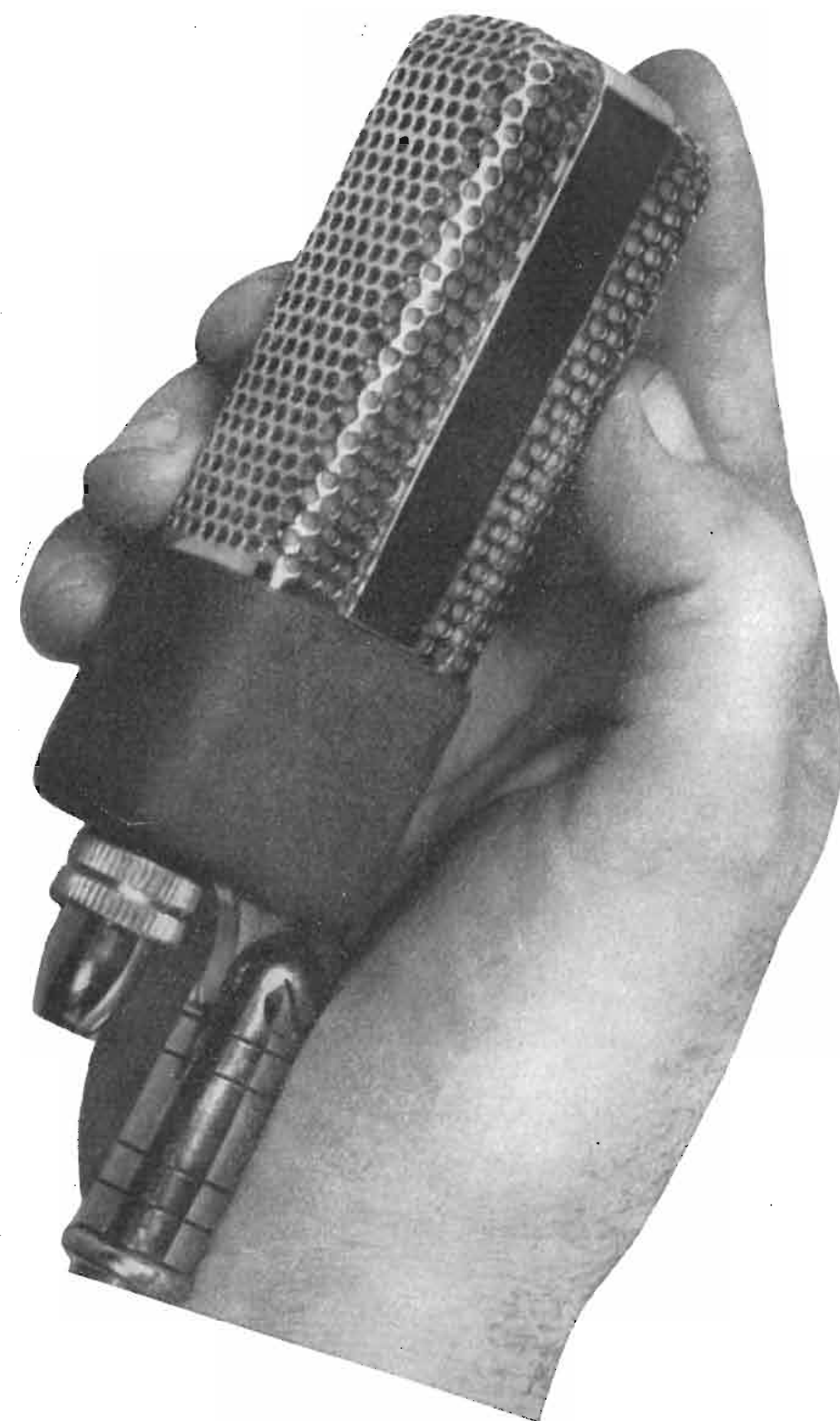
MICROFONI: assortimento di tipi per tutte le esigenze

Complessi FONOGRAFICI

CAPSULE PIEZOELETTRICHE PER MICROFONI

TESTINE PIEZOELETTRICHE PER PICK-UP

LARINGOFONI E TUTTE LE APPLICAZIONI PIEZOELETTRICHE

APPARECCHIO ELETTRONICO **ITALIANO** *PER*
DEBOLI DI UDITO
tipo RIEM 301

Rappresentante Generale per la vendita al commercio dei **CONDENSATORI FACON** per Radio - Avviamento motori - Telefonia e rifasamento tubi luminescenti

Soc. r. l. **RIEM**

RAPPRESENTANZE INDUSTRIE ELETTROTECNICHE MILANESI

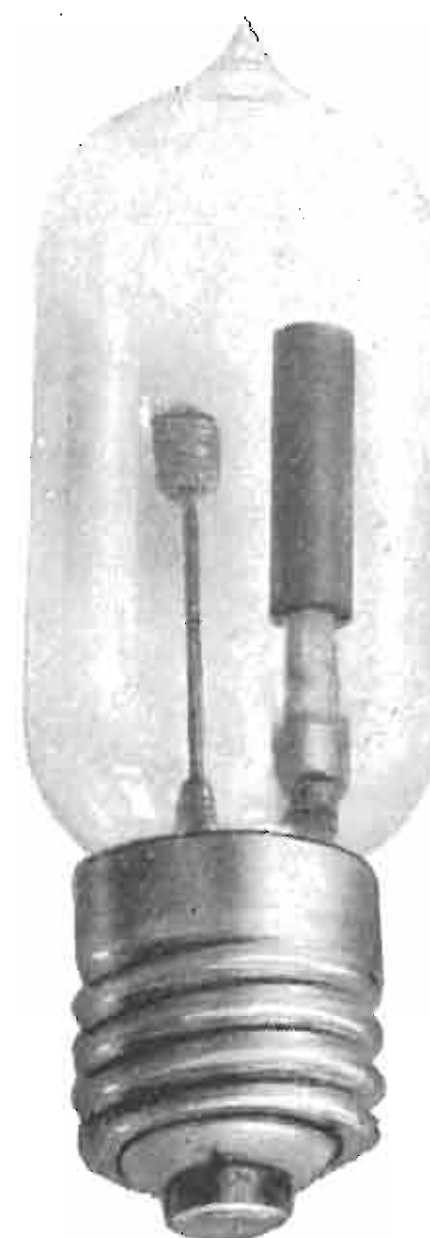
MILANO

CORSO VITT. EMANUELE, 8 - TELEF. 794.562

Ritagliare e incollare questo tagliando su una cartolina postale.

Spett. Soc. r. l. **RIEM** - MILANO
CORSO VITTORIO EMANUELE, 8
(Per richiesta listino)

DIODI E TRIODI

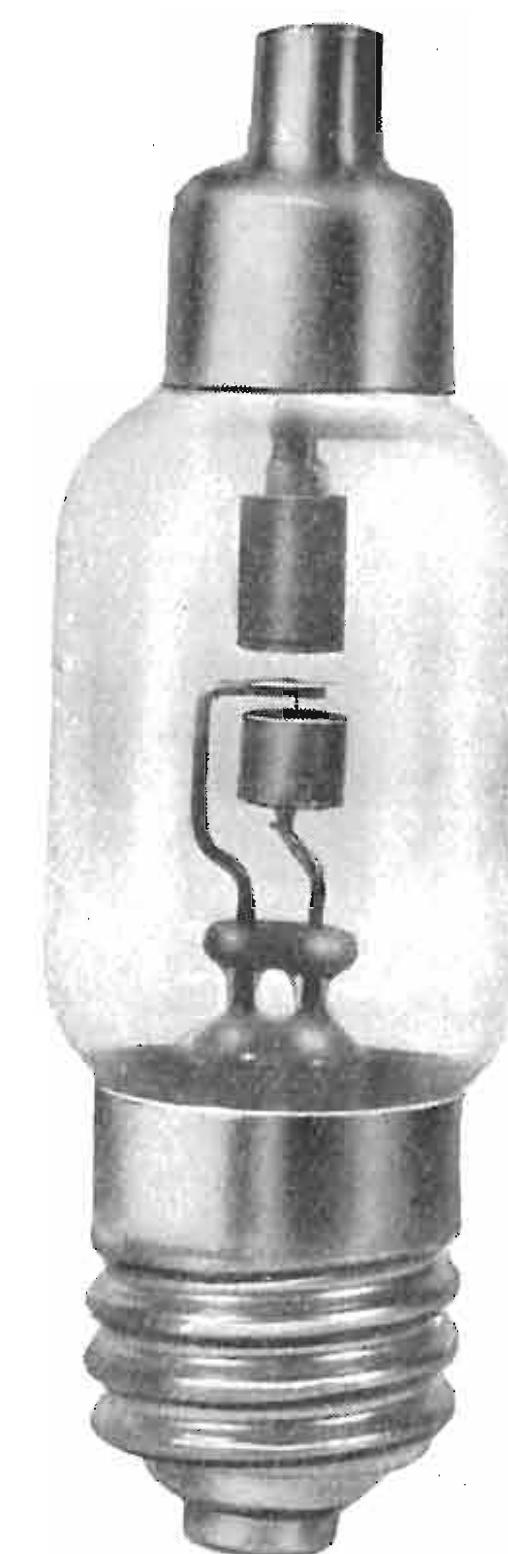
PER APPLICAZIONI ELETTRONICHE INDUSTRIALI

Diodi Autron

autoadescanti

tipo **VAB**

(Solo per impiego sperimentale)

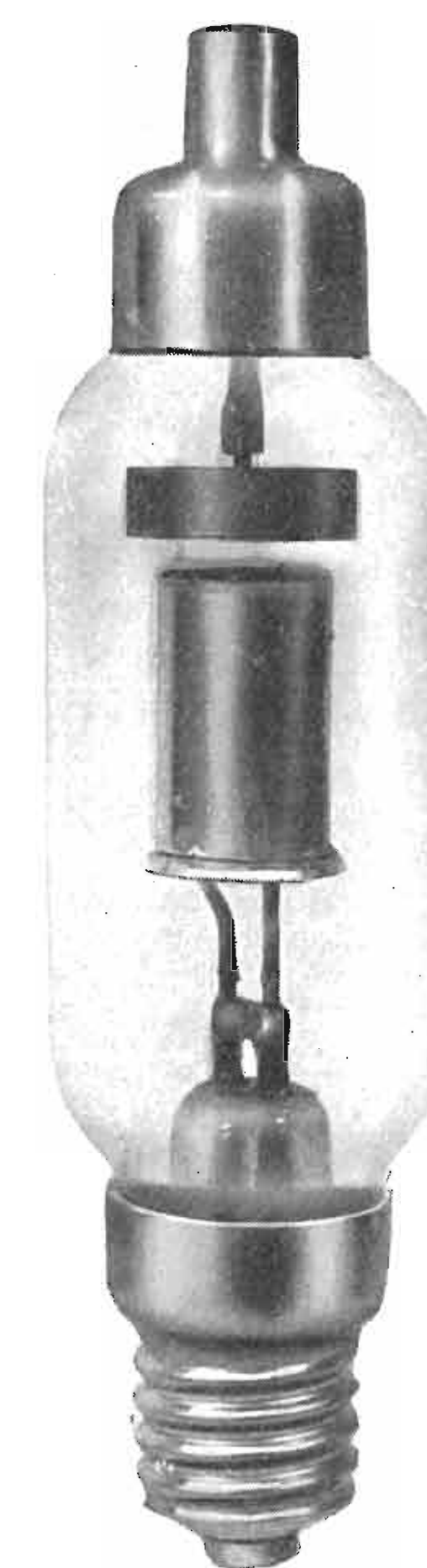
Per raddrizzamento in circuiti monofasi con tensioni alternate da 150 a 220 V. Autoadescanti senza riscaldamento catodico.

	VAB 3	VAB 6	VAB 12
V_a max V	220	220	220
V_a inv.max V	310	310	310
V_a innesco V	120	120	120
I_a max A	3	6	12
I_a min A	0,6	1,5	2,5

Diodi Autron

a riscaldamento temporaneo

tipo **VCB**

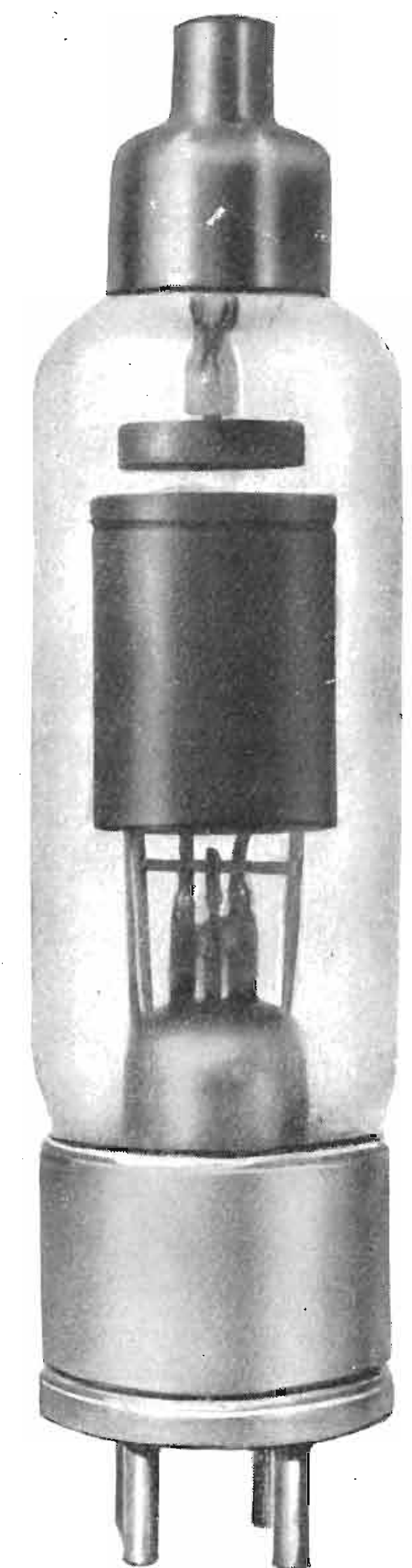
Per tensioni raddrizzate inferiori a 100 V. Senza consumo di potenza per il riscaldamento catodico in funzionamento. Monoanodici e Bianodici

	VCB 103	VCB 106	VCB 112
V_f ~V	2	2	2
I_f A	6,5	13	20
I_a A	3	6	12
I_a min A	0,6	1,2	2,4
V_a inv.max V	200 V		
V_a innesco V	20 ÷ 28 V		

Diodi a mercurio

a riscaldamento diretto

tipo **VFZ**

Per tensioni continue raddrizzate fino a 500 V

	VFZ 103	VFZ 106	VFZ 112
V_f ~V	3	3	3
I_f A	12	18	25
I_a A	3	6	12
V_a max V	500 Volta c.c.		
V_a min V	12÷15 Volta c.c.		
V_{arco} V	7÷8 Volta		

Triodi a mercurio (Thyratrons)

a riscaldamento diretto

tipo **TFZ**

Per tensioni raddrizzate regolabili elettronicamente tra 0 e 500 V c. c.

	TFZ 103	TFZ 106	TFZ 112
V_f - I_f - I_a = corrispondenti VFZ			
V_a inv. max	1200 Volta		
V_a innesco	(V_g=+10) 30 V		
V_g critica	(V_a=1200 V) -5 V		

ALTRE COSTRUZIONI DELLA F.I.R.A.R.:

* Ampolle raddrizzatrici in vetro a catodo di mercurio da 15 a 630 A.
* Tubi e valvole a ruolo spinto per apparecchi a raggi "X".
* Raddrizzatori a vapori di Hg di qualunque tipo e potenza.
* Complessi elettronici "Varelettron" per la regolazione e per la stabilizzazione della velocità di motori a corrente continua.
* Alimentatori a controllo elettronico per regolaz. o stabilizz. di tens. o freq.

FABBRICA ITALIANA RADDRIZZATORI APPARECCHI RADIOLOGICI

VIA G. B. CARPANETO 4 - **GENOVA SAMPIERDARENA** - TEL. 451-051/2/3/4 - TELEGR.: RADDRIZZATORI GENOVA

UFFICIO DI ROMA
VIA CALABRIA 25
TELEF. 48.04.70

AGENZIE
BARI - BOLOGNA - BOLZANO - FIRENZE - GENOVA - MILANO
NAPOLI - PADOVA - PALERMO - ROMA - TORINO - TRIESTE

FILIALI ESTERE
BARCELLONA - BRUXELLES - BUENOS AIRES - MONTEVIDEO - S. PAOLO - ZURIGO

UFFICIO DI MILANO
PIAZZA GUASTALLA 15
TELEF. 79.45.84 - 79.26.31
Telegr.: FIRARMIL-MILANO

Vd - 1537 - ELE - 3-52 - GT

NUMERO 2 ANNO I

MARZO-APRILE 1952

DA PAGINA 49 A PAGINA 104

DIRETTORI:
EDOARDO CRISTOFARO
VITTORIO MALINVERNI

VICE DIRETTORE TECNICO:
GIUSEPPE DILDA

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE:
TORINO
VIA ARSENALE 21 - TELEF. 41.172

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA MERAVIGLI 11 - TEL. 808-350
TORINO, VIA POMBA 20 - TELEF. 45-816

Ecco una delle camere televisive General Electric, per riprese esterne, di cui è dotata la stazione di Torino della RAI. La camera è equipaggiata con un tubo di presa image-orthicon ed è provvista di 4 obbiettivi; *a*) teleobbiettivo 508 mm, f/5,6; *b*) obbiettivo 254 mm, f/3,7; *c*) obbiettivo 152 mm, f/2,7; *d*) obbiettivo 51 mm, f/1,9. È atta per riprese anche con debole illuminazione del soggetto (15 ÷ 20 lux). Un cavo di collegamento con le apparecchiature di controllo, lungo 30 m, consente alla camera un ampio raggio di azione.

ELETTRONICA
E TELEVISIONE ITALIANA

Sommario:

EDIZIONI RADIO ITALIANA

IL PRESENTE NUMERO DI "ELETTRONICA E TELEVISIONE ITALIANA" IN ITALIA COSTA LIRE 300 (ARRETRATI LIRE 400) — I VERSAMENTI POSSONO ESSERE FATTI SUL CONTO CORRENTE POSTALE N. 2/37800
ALL'ESTERO LIRE 500 (ARRETRATI LIRE 600)

ABBONAMENTO ANNUALE: IN ITALIA LIRE 1500 - ALL'ESTERO L. 2500
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

LA STAZIONE DI TELEVISIONE DI TORINO

Dott. Ing. ANDREA MAGELLI
della RAI

SOMMARIO - In seguito alla deliberazione governativa di affidare alla RAI il servizio nazionale di televisione in Italia, si descrive il primo degli impianti destinato alla attuazione graduale di tale servizio.

SOMMAIRE - Le gouvernement ayant décidé de confier à la RAI le service national de la télévision en Italie, on décrit la première des installations destinées à la graduelle réalisation du service même.

SUMMARY - Following the government's decision to charge RAI with the operation of a national television service in Italy, this article describes the first installations from which the whole service will gradually evolve.

I lettori di «Elettronica e Televisione Italiana» hanno certamente appreso dalla stampa che alla fine di gennaio è stata approvata la convenzione che rinnova la concessione alla RAI dei servizi di radiodiffusione, affida a questo Ente in esclusiva anche il servizio di televisione e fa obbligo al concessionario stesso di attuare tale servizio secondo un piano (graduato in relazione ai mezzi finanziari occorrenti ed all'impianto della rete di cavi coassiali indispensabile per il trasferimento dei programmi di televisione) elaborato dai servizi tecnici della RAI ed approvato dal Consiglio Superiore Tecnico delle Telecomunicazioni; tale piano verrà illustrato nei prossimi numeri di questa rivista.

Non è però altrettanto noto che sin dal settembre 1949 la RAI ha installato a Torino quello che sarà il primo degli impianti previsti per tale piano.

Il trasmettitore, da 5 kW cresta, è situato sulla collina torinese, in località Eremo, assieme ai vari trasmettitori radiofonici di Torino, alla quota di 630 metri sul mare. L'antenna è sostenuta da una torre di 90 metri, cosicchè il suo punto medio si trova a 720 metri sul mare. La portata ottica dell'impianto si estende sino al contorno segnato nella carta riprodotta nella figura 1; ma, per effetto della diffrazione troposferica, l'area di servizio del trasmettitore è in molte direzioni più estesa dell'area compresa nel contorno stesso.

Lo studio di ripresa è invece situato in un padiglione appositamente costruito nell'area ove sorgeva il Teatro di Torino, distrutto da un bombardamento, ed è collegato al trasmettitore mediante un ponte radio fisso a microonde.

La stazione è dotata infine di un equipaggiamento portatile per effettuare riprese fuori dallo studio, con il quale si possono eseguire (e sono state effettivamente eseguite in varie occasioni) telefotocronache di ogni genere.

Inizialmente l'impianto ha funzionato secondo lo standard americano adattato alla frequenza della rete locale di distribuzione della energia elettrica; successivamente esso è stato modificato per funzionare secondo lo standard europeo unificato, elaborato a Ginevra dal C.C.I.R., di cui il nostro Consiglio Nazionale delle Ricerche ha raccomandato l'adozione in Italia.

Attualmente l'impianto effettua trasmissioni di film quattro volte la settimana; trasmette poi tutti i giorni il cosiddetto *test pattern*, o figura di prova, per comodità dei costruttori, installatori e riparatori di apparecchi riceventi. A varie riprese sono state effettuate anche trasmissioni dal vivo.

Contrariamente a quanto è stato affermato qualche volta sui giornali, non si tratta di una installazione provvisoria o sperimentale. L'equipaggiamento tecnico di questo impianto, fornito dalla General Electric Co., è identico per qualità e potenza a quello di molte fra le più moderne stazioni americane. Si è ritenuto perciò di far cosa gradita a tutti coloro che si interessano dell'avvento della televisione in Italia, col dare qui una sommaria descrizione del primo impianto destinato a questo servizio.

A) Studio ed impianto fisso di ripresa.

Per le riprese dal vivo è stato utilizzato, in un primo tempo, un comune auditorio musicale di Radio Torino. Successivamente, come già si è detto, è stato costruito per la televisione un apposito padiglione che contiene un vasto studio di ripresa, della superficie di 230 metri quadrati, di cui la figura 2 mostra uno scorcio. Esso è dotato di cabina elettrica per l'alimentazione del parco lampade, la cui potenza può raggiungere 50 kW, e di un certo numero di camerini per artisti, locali per sartoria, parrucchiere, truccatori, ecc.

Nello studio sono normalmente impiegate tre camere da presa dotate di *image orthicon*, munite ognuna di tre obbiettivi di diversa lunghezza focale e montate su carrelli facilmente manovrabili con comando elettro-idraulico.

Il complesso delle apparecchiature tecniche è installato in tre locali attigui allo studio. Nel primo (fig. 3), sono disposti 12 telai sui quali sono montate le apparecchiature di sincronizzazione, amplificazione ed alimentazione di tutto l'impianto. Su una *consolle*

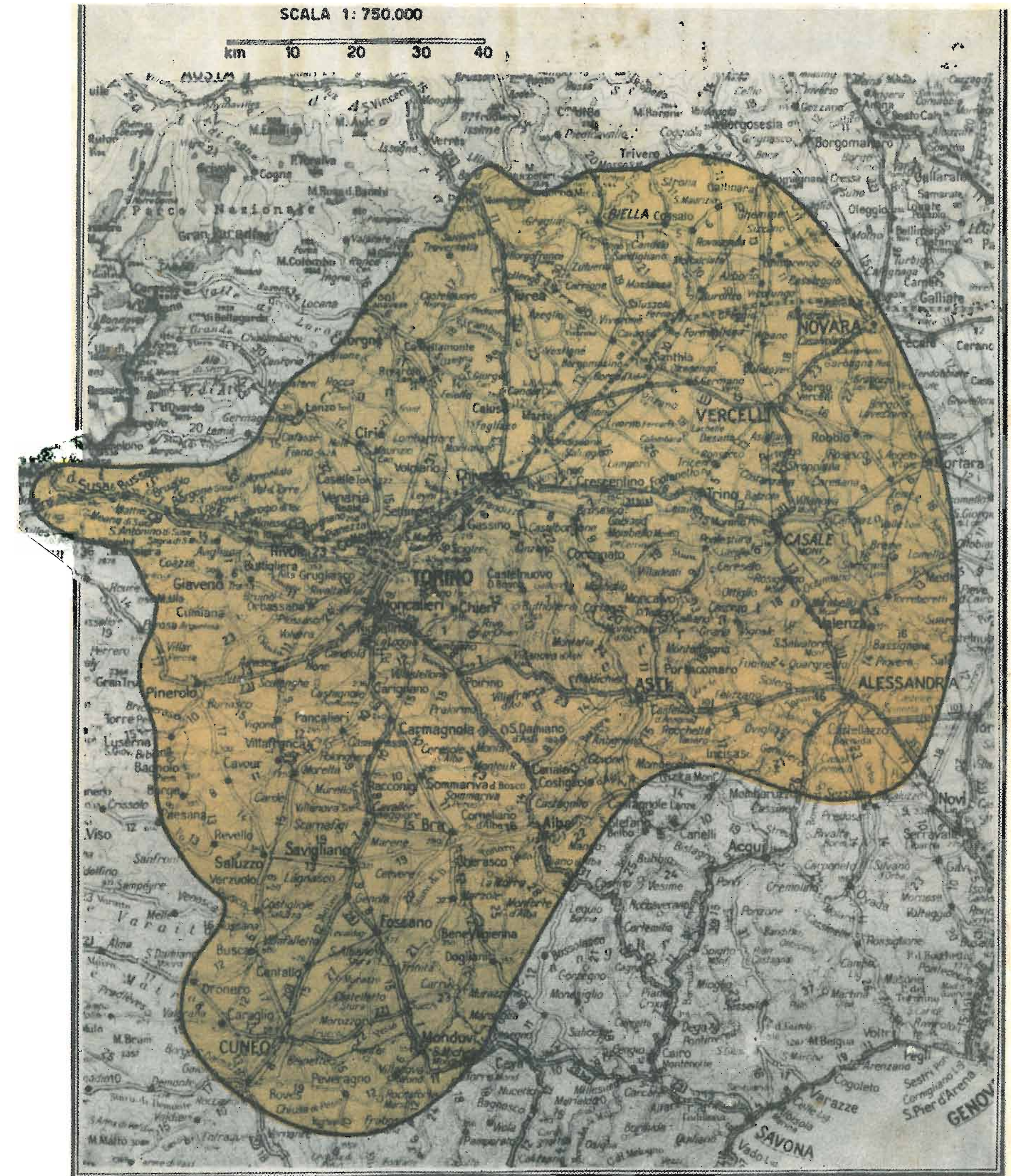



Fig. 1. - Portata ottica del trasmettitore.

è montato un monitore che permette di controllare l'immagine nei punti principali della catena che dalle camere di presa porta fino al trasmettitore del ponte radio per il collegamento fra studio e trasmettitore.

Per dare un'idea quanto più possibile precisa della costituzione di questa catena, conviene seguire il percorso del segnale video dal tubo di analisi, dove viene generato, al ponte radio. A questo scopo si accennerà dapprima sommariamente al generatore dei segnali di sincronismo di cui sono presenti nell'impianto due esemplari, uno di riserva all'altro. Il generatore è costituito da due distinte unità. La prima provvede specificamente alla generazione degli impulsi di sincronizzazione e provvede inoltre a far sì che la frequenza di questi impulsi si mantenga in rapporto costante con la frequenza della rete di alimentazione. La seconda unità provvede invece a dare agli impulsi la forma e la successione parti-

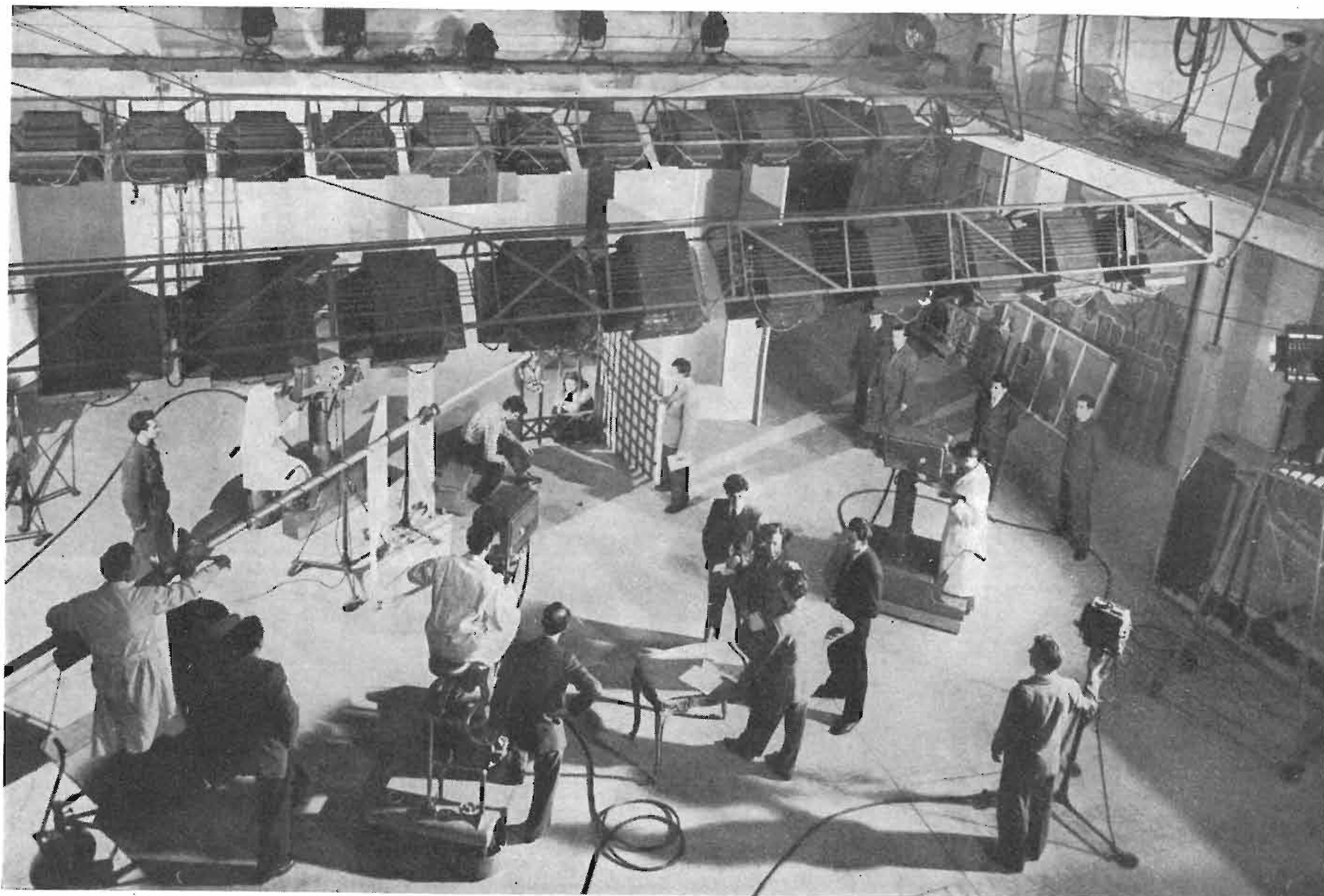



Fig. 2 (*sopra*) - Lo studio di ripresa. Fig. 3 (*sotto*) - Sala generatori segnali di sincronismo, amplificatori, alimentatori, ecc.

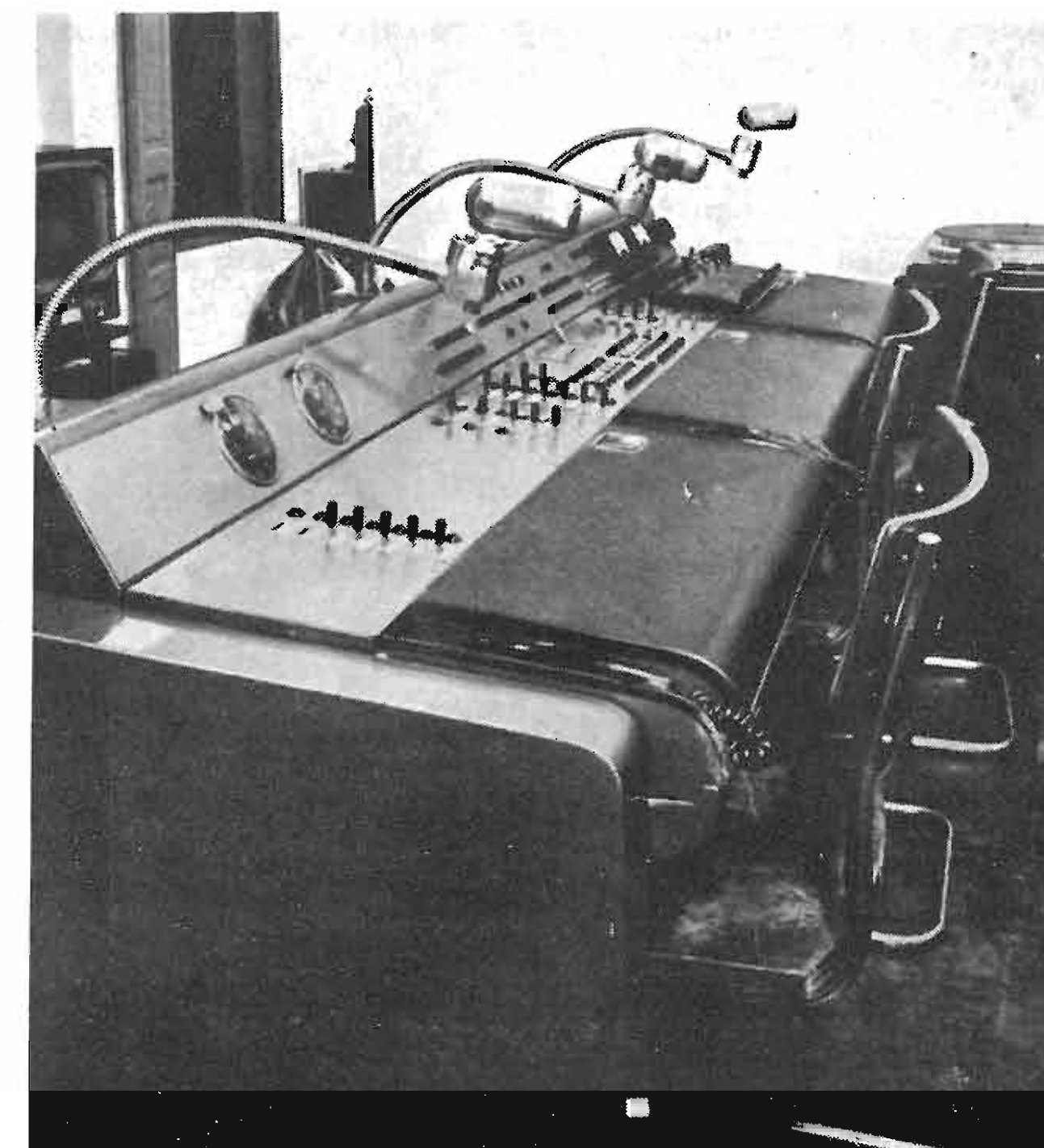
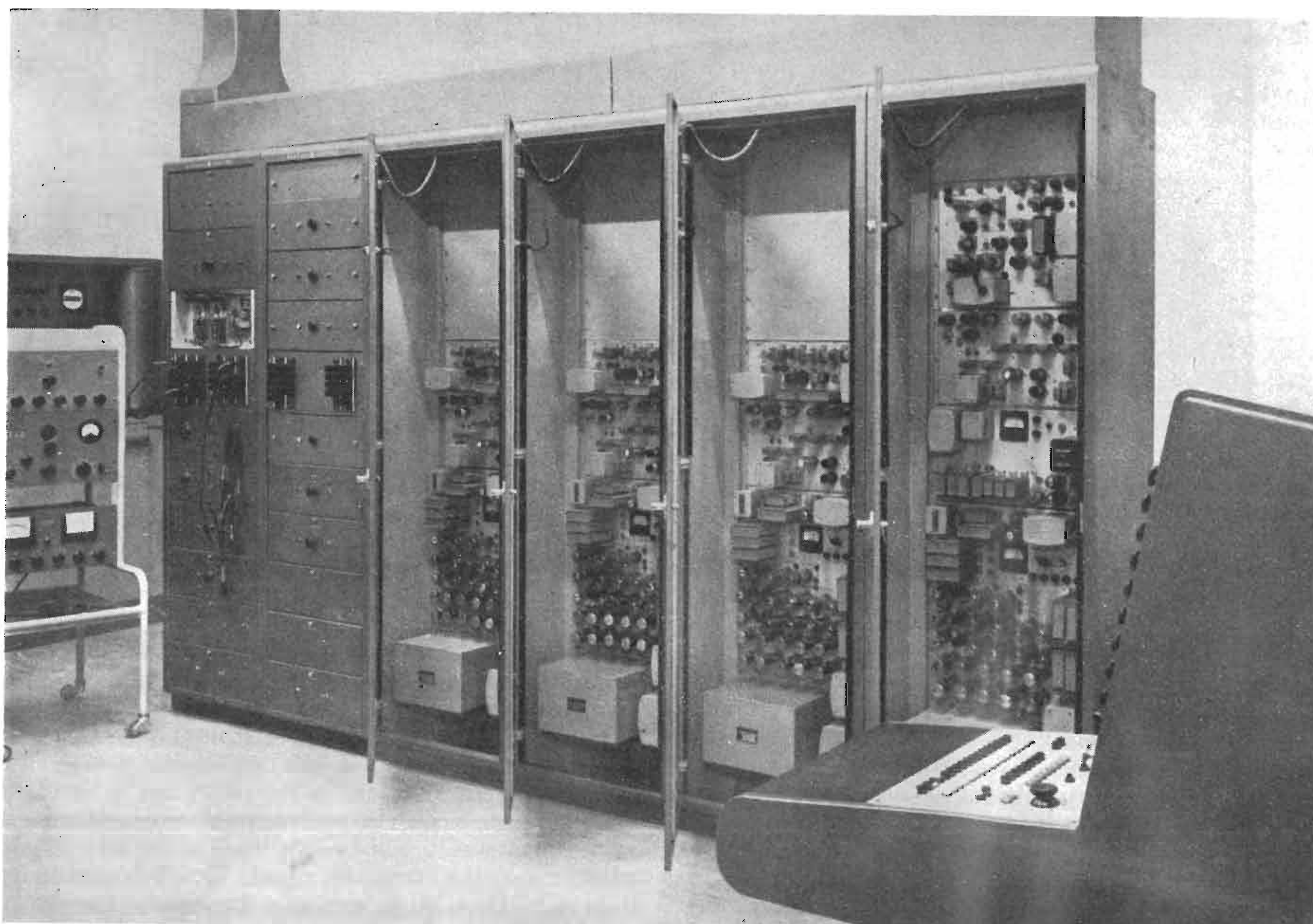



Fig. 4. - Tavolo di regia.

colari richieste dallo standard adottato, generando in tal modo il segnale composto di sincronismo che viene successivamente sovrapposto al segnale video propriamente detto. Il generatore fornisce infine i segnali per la sincronizzazione di tutte le apparecchiature principali ed ausiliarie dello studio. Una unità accessoria, presente in uno solo dei generatori di sincronizzazione, provvede a generare i segnali di estinzione di riga e di quadro, i segnali per la reinserzione controllata della componente continua ed i segnali di correzione per l'iconoscopio del telecinema.

Si può ora seguire il percorso del segnale video dalla camera di presa alla sua uscita dallo studio. All'uscita del tubo generatore (*image-orthicon* per le camere da studio, iconoscopio per la camera del telecinema, monoscopio per il generatore della immagine di prova) il segnale video viene fortemente amplificato da un preamplificatore posto nelle immediate vicinanze del tubo generatore. Portato al livello di circa 0,1 volt da cresta a cresta su 75 ohm, il segnale viene inviato attraverso un cavo coassiale ad uno dei 12 telai a cui si è dianzi accennato e nuovamente amplificato in un secondo amplificatore che provvede inoltre alla reinserzione controllata della componente continua ed al mescolamento col segnale di cancellazione (o di piedestallo). All'uscita di questo amplificatore il segnale ha raggiunto l'ampiezza di circa 1,5 volt da cresta a cresta; due uscite sussidiarie a 0,2 e 0,4 volt permettono di controllare, attraverso i monitori, la qualità dell'immagine e la forma del segnale. Nello stesso telaio trovano inoltre posto un alimentatore ed un generatore a denti di sega per la deflessione del fascio elettronico del tubo di presa.

Il secondo locale è la sala di regia e di controllo e si affaccia allo studio attraverso un finestrone a doppio cristallo di 5×1,30 metri. In esso sono disposti due tavoli: il primo (fig. 4) sopraelevato, è il tavolo di regia presso il quale siedono il regista, il supervisore video e il tecnico del suono.

Il secondo (fig. 5), in basso, è il tavolo di controllo delle camere da presa. Sono visibili sopra questo tavolo 5 cinescopi. Nei primi tre appaiono le immagini riprese dalle tre camere da presa dello studio, nel quarto quella proveniente dall'impianto di trasmissione dei film, nel quinto l'immagine selezionata che viene inviata al trasmettitore.

Il regista osserva sui tubi le immagini provenienti dalle varie camere e sceglie ed invia di volta in volta al trasmettitore quella che ritiene essere l'inquadratura più adatta a rappresentare la fase dell'azione.

Un impianto microtelefonico consente al regista di impartire ordini ai tecnici addetti alla manovra ed allo spostamento delle camere nello studio, secondo le mutevoli esigenze dell'azione, in generale, in base ad un preciso schema di sceneggiatura ed a laboriosissime prove preliminari.

Nel terzo locale infine, sono collocate le apparecchiature per la trasmissione di pellicole cinematografiche (fig. 6). Si tratta di un proiettore cinematografico fisso a passo normale 35 mm, di un secondo proiettore mobile a passo ridotto 16 mm opportunamente modificato per le trasmissioni televisive, e di un epidiascopio per la trasmissione di diapositive e di immagini opache su carta (disegni, scritte, ecc.).

Le immagini ottiche fornite da tali apparecchi vengono, come di norma, proiettate sulla superficie fotosensibile di un iconoscopio. Le pellicole vengono trasmesse alla velocità di 25 immagini al secondo, anzichè 24 come nella cinematografia ordinaria. L'aumento di tonalità nella riproduzione della colonna sonora, che si verifica quando si trasmettono pellicole cinematografiche ordinarie con questa velocità lievemente più grande, risulta comunque tollerabile.

Si può ora riprendere il segnale video all'uscita del secondo amplificatore. Di tali amplificatori ve ne è uno per ciascuna camera da studio, uno per il telecinema, uno per l'immagine di prova: cinque in totale. Le cinque uscite di questi amplificatori confluiscono al tavolo di regia dove, con appositi pulsanti a relè, si possono effettuare quelle operazioni di selezione fra le immagini di cui si è detto poc'anzi. All'uscita del tavolo di regia il segnale video, con la stessa ampiezza che aveva all'entrata, ritorna su un telaio della prima sala, dove viene mescolato, in un apposito amplificatore, al segnale composto di sincronismo e così completato viene inviato al ponte radio per essere irradiato verso il trasmettitore.

B) Ponte radio a microonde.

Il ponte radio funziona con la frequenza di 2000 MHz circa. Il trasmettitore del ponte è costituito da un oscillatore a Klystron, modulato in frequenza sul repulsore, che eroga una potenza di circa 10 W e possiede una gamma passante di 7,5 MHz.

Il segnale video viene quindi trasmesso senza alcuna deformazione o perdita di dettaglio. L'antenna trasmittente è un dipolo nel fuoco di un riflettore parabolico; identica è l'antenna ricevente, mentre il ricevitore è del tipo supereterodina, con oscillatore locale a Klystron, miscelatore a cavità risonante e rivelatore a cristallo di germanio a cui seguono un amplificatore a media frequenza su 125 MHz con gli stadi a sintonia scalata, il discriminatore e un amplificatore a video frequenza che fornisce un livello di uscita di 2 V tra cresta e cresta.

La stabilizzazione di frequenza è effettuata nel trasmettitore mediante controllo termostatico della temperatura ambiente in cui lavora il Klystron oscillatore. Nel ricevitore invece il controllo di frequenza è elettronico e pilotato dal discriminatore. Il controllo automatico di guadagno è invece effettuato rettificando con diodo a cristallo una parte della media frequenza; il segnale così ottenuto viene livellato e amplificato e va infine a controllare la tensione di schermo dei tubi amplificatori a media frequenza.

Fig. 5. - Tavolo di controllo delle camere da presa.

C) Impianto trasmittente.

Il complesso installato, come si è detto, nella località Eremo della collina torinese, comprende un trasmettitore a modulazione di frequenza della potenza di 2,5 kW per il suono, e un trasmettitore da 5 kW cresta per il video (fig. 7).

Il trasmettitore video è modulato in ampiezza a basso livello, cioè in uno stadio di piccola potenza che è poi seguito da 5 amplificatori di radiofrequenza modulata, di cui il primo in classe A e gli ultimi quattro in classe B, mentre il modulatore è provvisto di particolari circuiti correttivi per restaurare la forma dei segnali di sincronismo, deformati dalla precedente catena di trasmissione. Gli stadi amplificatori della radiofrequenza modulata sono sovraccoppiati e smorzati onde ottenere una risposta lineare per tutta la gamma superiore di modulazione ed eliminare invece parzialmente quella inferiore, secondo le norme dello standard adottato.

Le uscite dei due trasmettitori vengono mescolate attraverso un *diplexer* (circuito atto ad impedire ogni interazione fra i due trasmettitori) e vengono poi inviate all'antenna mediante due linee coassiali di impedenza caratteristica uguale a 51,5 ohm, una delle quali è provvista di un tronco ritardatore pari a 1/4 λ. Le due linee alimentano rispettivamente i due sistemi ortogonali di cui si compone ogni elemento radiante dell'antenna, che è del tipo detto « superturnstile » e composta di tre elementi (fig. 8). Un'antenna siffatta fornisce un campo elettrico polarizzato

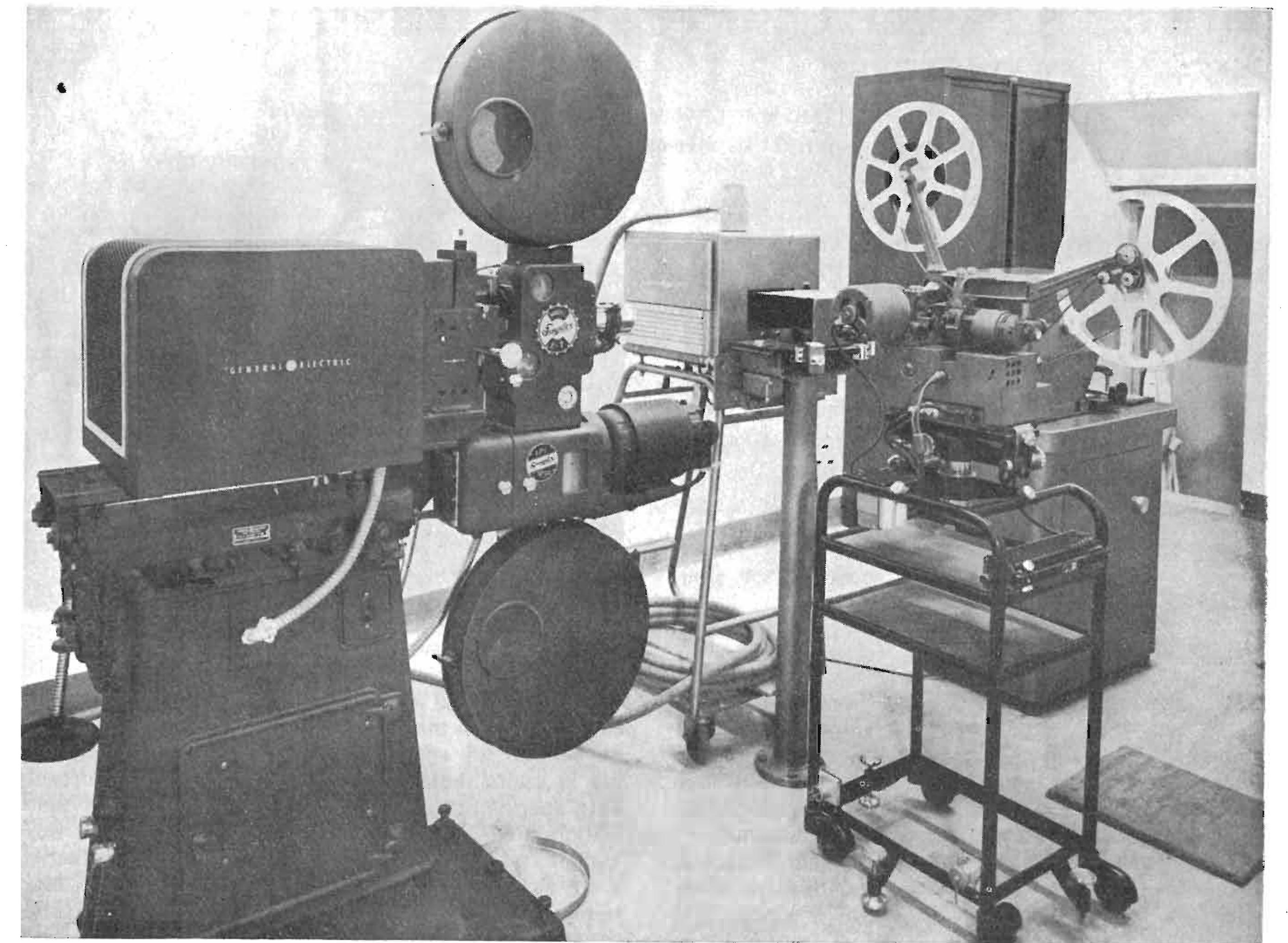



Fig. 6. - Sala trasmissione pellicole cinematografiche.

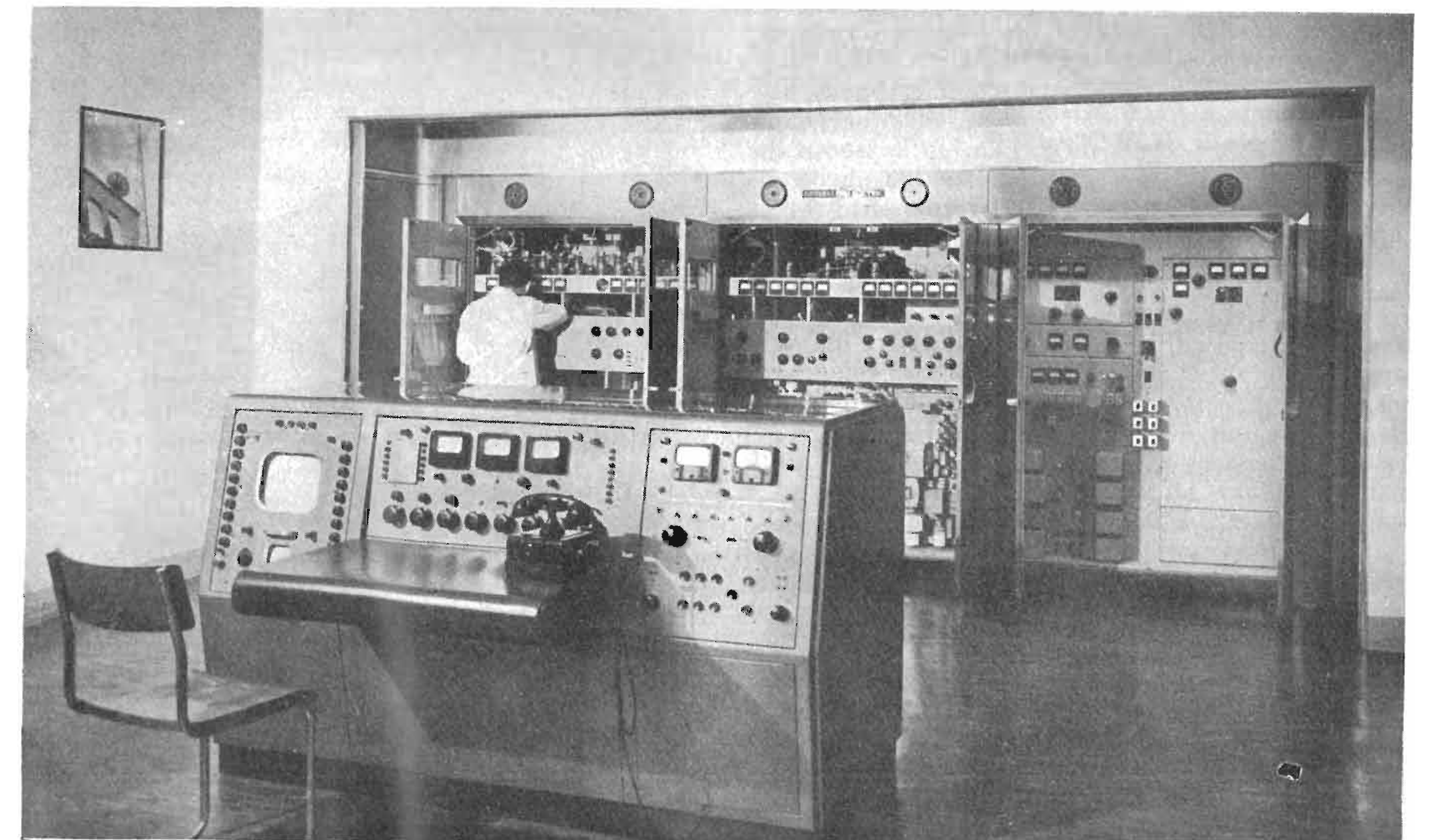



Fig. 7. - Sala del trasmettitore.

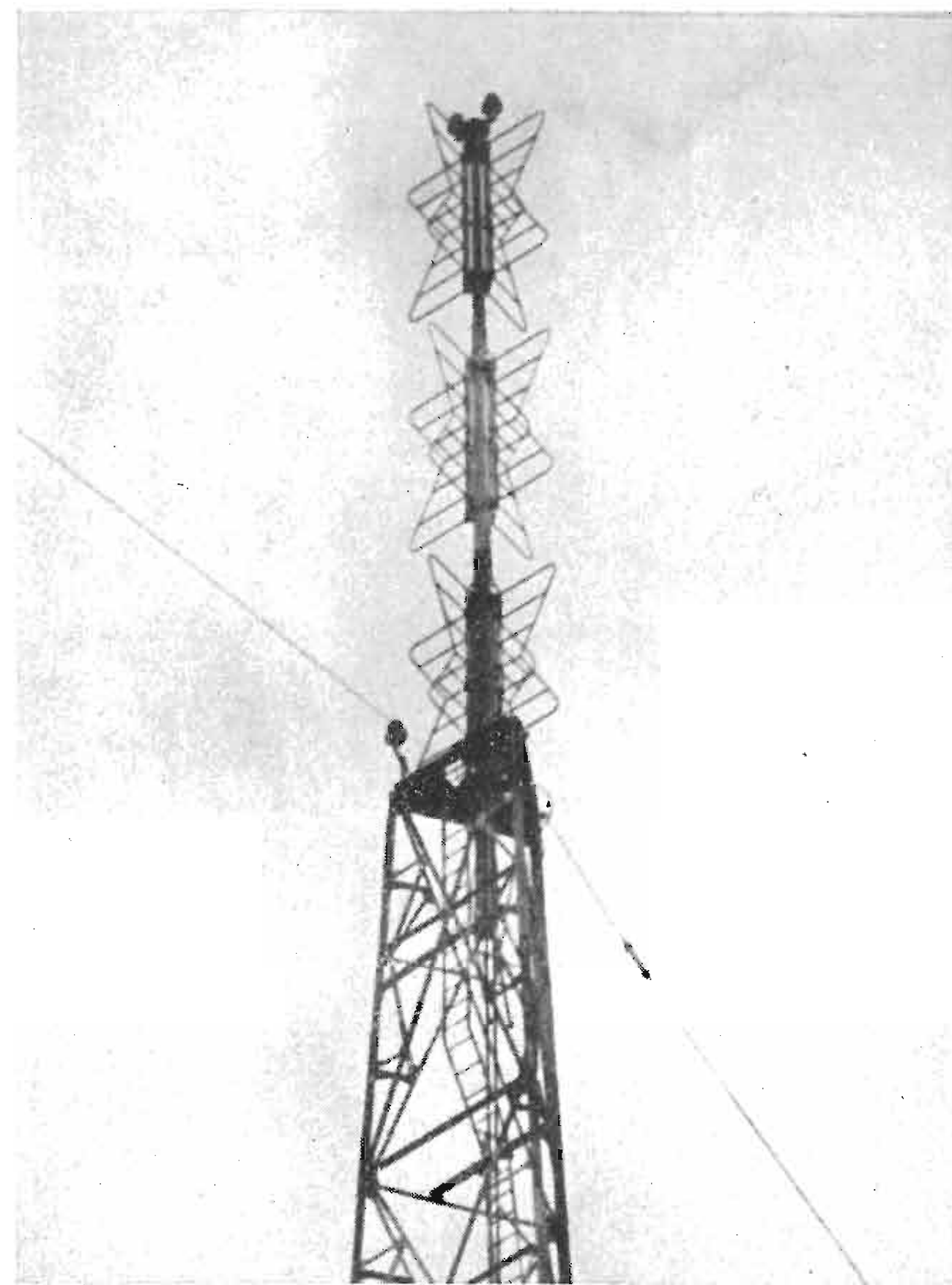



Fig. 8. - Antenna trasmittente del tipo «Superturnstile».

orizzontalmente con energia fortemente concentrata in un angolo solido molto stretto attorno al piano equatoriale. Il guadagno di potenza nelle direzioni più favorite, che sono tutte quelle giacenti in detto piano, è di circa 3,5 rispetto a un semplice dipolo.

L'impianto trasmittente funziona nel canale 81-88 MHz e, conseguentemente, la frequenza portante video è uguale a 82,25 MHz, la frequenza portante audio è uguale a 87,75 MHz.

D) Impianto di ripresa portatile.

L'impianto di ripresa portatile è dotato di 3 camere montate su treppiede (fig. 9) anche esse munite, come le camere di studio, di quattro obbiettivi di varia lunghezza focale, montati a torretta. Esso comprende poi un amplificatore per ciascuna camera, 3 banchi di comando, un doppio generatore di impulsi e un dosatore che consente tra l'altro il passaggio automatico dall'una all'altra camera con dissolvenze a tempo prestabilito (fig. 10).

L'impianto portatile è montato in una serie di bauletti facilmente smontabili e può essere sdoppiato anche in due catene distinte, l'una costituita da due camere e dal dosatore, l'altra da una camera sola, per poter effettuare contemporaneamente due diverse riprese.

Il ponte radio che, come è stato detto in principio, serve a collegare il luogo della ripresa con lo studio o con il trasmettitore è identico, come schema, al ponte radio fisso di cui già si è parlato. Naturalmente, anch'esso è sistemato in bauletti che ne consentono il trasporto e la rapida sistemazione in loco.

Fig. 9. - Camere dell'impianto di ripresa portatile.

Nei due anni e mezzo trascorsi dal momento in cui esso è stato messo in servizio, l'impianto di Torino ha servito ad effettuare confronti e prove pratiche per la scelta dello standard; a raccogliere importanti dati sperimentali che sono stati poi utilizzati nella elaborazione del piano per la rete nazionale di televisione; ad addestrare un selezionato nucleo di tecnici a cui sarà affidata la condotta di questo e degli altri impianti che verranno fra poco installati in Italia.

(53) Pervenuto l'11-2-1952.

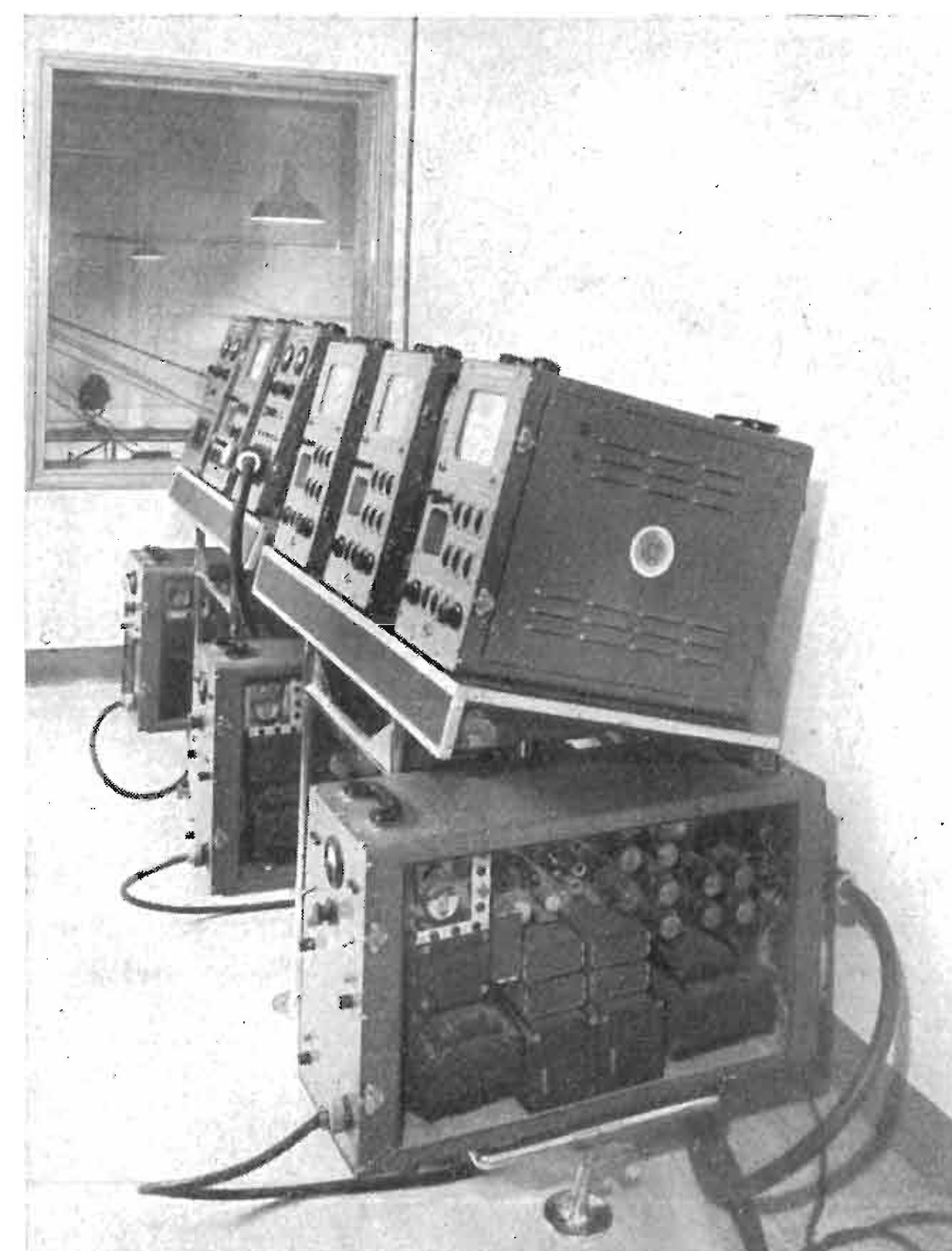



Fig. 10. - Apparecchiature di controllo e di alimentazione dell'impianto di ripresa portatile.

ISOLAMENTO ACUSTICO DI FINESTRE

Dott. Prof. GINO SACERDOTE
Istituto Elettrotecnico Nazionale «G. Ferraris» - Torino

SOMMARIO - Si considera dal punto di vista teorico il problema del potere isolante di una finestra a lastra semplice ed a due lastre. Si mettono in evidenza i vari parametri dai quali dipende il potere isolante e si riportano alcuni risultati sperimentali.

SOMMAIRE - On considère du point de vue théorique le problème du pouvoir isolant d'une fenêtre à simple ou à double cristal. Après, on met en évidence les différents paramètres dont dépend le pouvoir isolant; on donne, enfin, quelques résultats expérimentaux.

SUMMARY - The problem of the insulating power of one-plate and two-plate windows is examined from a theorical point of view. The various parameters upon which the insulating power depends are pointed out, and some experimental results are reported.

1. Generalità.

Fra i vari problemi di isolamento acustico che si presentano al tecnico assume particolare interesse quello delle finestre che devono aprirsi fra sala regia ed auditorio radiofonico, le quali debbono consentire una piena visibilità unita ad un isolamento acustico quanto mai elevato.

Da un punto di vista generale si ammette che i muri nei quali è sistemato il telaio presentino un potere isolante molto maggiore di quello della finestra, la quale viene così ad essere l'elemento debole dell'isolamento della parete considerata.

Nello studio di una finestra bene isolata si deve tener conto che le dimensioni della stessa sono in genere assegnate; non si possono usare più di tre vetri per non creare riflessioni multiple a danno di una buona visibilità. Gli elementi sui quali si può discutere sono il numero, lo spessore e la qualità dei vetri; la distanza fra le varie lastre di vetro e le modalità di sistemazione sul telaio. A questo riguardo si può affermare che l'isolamento migliore si consegue con il massimo isolamento elastico del vetro dal telaio, isolamento che si ottiene mediante una accurata guarnizione con un materiale, feltro o gomma, che non trasmetta vibrazioni elastiche.

Fra i parametri che determinano il valore dell'isolamento va considerato in primo luogo il peso per unità di superficie di ciascuna lastra: questo specialmente nei riguardi dell'isolamento alle alte frequenze.

Il punto debole dell'isolamento alle frequenze basse è dovuto essenzialmente alla risonanza di vibrazione della lastra: per conseguire un buon isolamento è necessario che sia elevato il suo coefficiente di attrito interno al fine di ottenere un decremento tale da attutire sensibilmente le vibrazioni alla frequenza di risonanza.

La combinazione di lastre aventi caratteristiche diverse può ulteriormente attenuare questi effetti: anche in questi casi il punto debole dell'isolamento rimane nelle zone delle frequenze di risonanza, ed il suono trasmesso si percepisce essenzialmente a quelle frequenze.

Si può ottenere un miglioramento dell'isolamento sistemando una struttura assorbente per risonanza sulle pareti laterali del telaio compreso tra due vetri.

Notevole importanza ha la distanza fra i vari vetri, nel senso che l'isolamento tende ad aumentare al crescere della distanza fra essi; è evidente però che una limitazione è data da ragioni di carattere costruttivo.

I dati di isolamento sono relativamente scarsi e in genere alquanto inferiori a quelli previsti dalla teoria: innanzitutto perchè la teoria che si svolge normalmente, dà uno schema assai semplificato dei fenomeni, ammettendo ad esempio l'esistenza di sole onde piane e che le lastre vibrino come piani rigidi. Un elemento importante è dato dalle condizioni di appoggio delle lastre: è noto infatti che le condizioni di risonanza di una piastra variano notevolmente con le condizioni ai vincoli.

È bene portare la frequenza di risonanza a valori molto bassi, affinchè non entri nel campo di sensibilità dell'orecchio.

Fra i parametri che si devono prendere in considerazione assume molta importanza il valore della resistenza di attrito del vetro: si sono ottenuti risultati assai soddisfacenti ricorrendo all'isolamento con vetri di sicurezza formati da due lastre di cristallo unite con un collante trasparente, le quali presentano un elevato valore di resistenza di attrito, molto maggiore di quello dei cristalli semplici.

In genere fra i vari elementi interessanti il calcolo del potere isolante: peso per unità di superficie, frequenza di risonanza, resistenza di attrito, solamente il primo è direttamente noto; il terzo è una caratteristica del vetro che generalmente non è data e occorre determinare sperimentalmente. Infine la frequenza di risonanza dipende dalle dimensioni della lastra, dalle caratteristiche di appoggio e dai parametri elastici della lastra stessa; la teoria dà una espressione che consente il calcolo di questa frequenza, ma anche in questo caso è meglio ricorrere ad un rilievo diretto di questa quantità.

2. Considerazioni teoriche.

A) Finestre ad un solo vetro.

Quando il diaframma isolante è sufficientemente sottile rispetto alla lunghezza d'onda del suono, come nel caso della lastra di vetro, si può avere una espres-

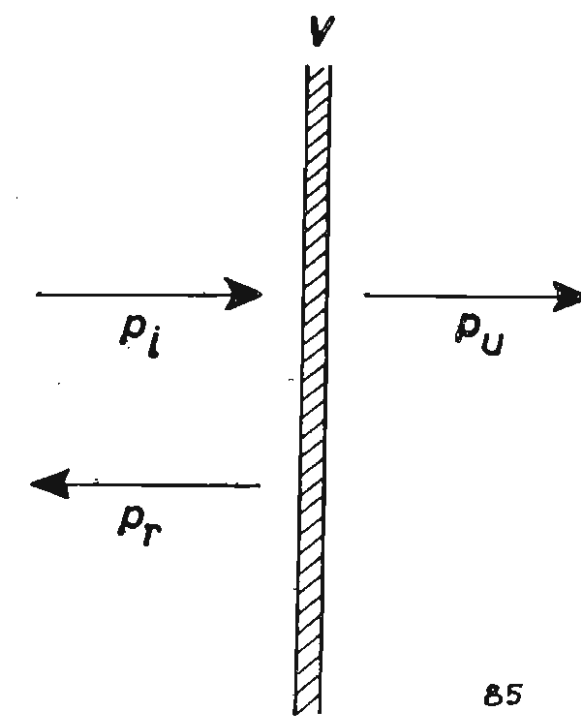



Fig. 1. — Calcolo dell'isolamento di un tramezzo semplice.

sione assai semplice del potere isolante della lastra stessa.

Si consideri quanto avviene ad incidenza normale: sia p_i la pressione dell'onda incidente, p_r la pressione dell'onda riflessa e p_u la pressione dell'onda trasmessa; v la velocità di spostamento del diaframma (fig. 1); l'impedenza acustica specifica del diaframma, definita come rapporto tra la differenza di pressione sulle due facce e la velocità v è data da:

$$\frac{p_i + p_r - p_u}{v} = j\omega m + r - j\frac{s}{\omega} \qquad [\mathrm{M\,L^{-2}\,T^{-1}}]$$

(ω pulsazione, m massa della lastra per unità di superficie, r resistenza di attrito ed s coefficiente di elasticità).

D'altra parte si ha pure:

$$p_u = p_i - p_r = (\varrho c)\, v \qquad [\mathrm{M\,L^{-1}\,T^{-2}}]$$

(ϱ densità dell'aria, c velocità del suono nell'aria).

Se si definisce l'isolamento D come il livello fra la pressione p_i e quella p_u, si ha:

$$D = 10 \log \left[\frac{p_i}{p_u}\right]^2 = 10 \log \left[1 + \frac{j\,\omega\, m + r - j\dfrac{s}{\omega}}{2\varrho c}\right]^2 =$$

$$= 10 \log \left\{\left(1 + \frac{r}{2\varrho c}\right)^2 + \left(\frac{\omega m - \dfrac{s}{\omega}}{2\varrho c}\right)^2\right\}$$

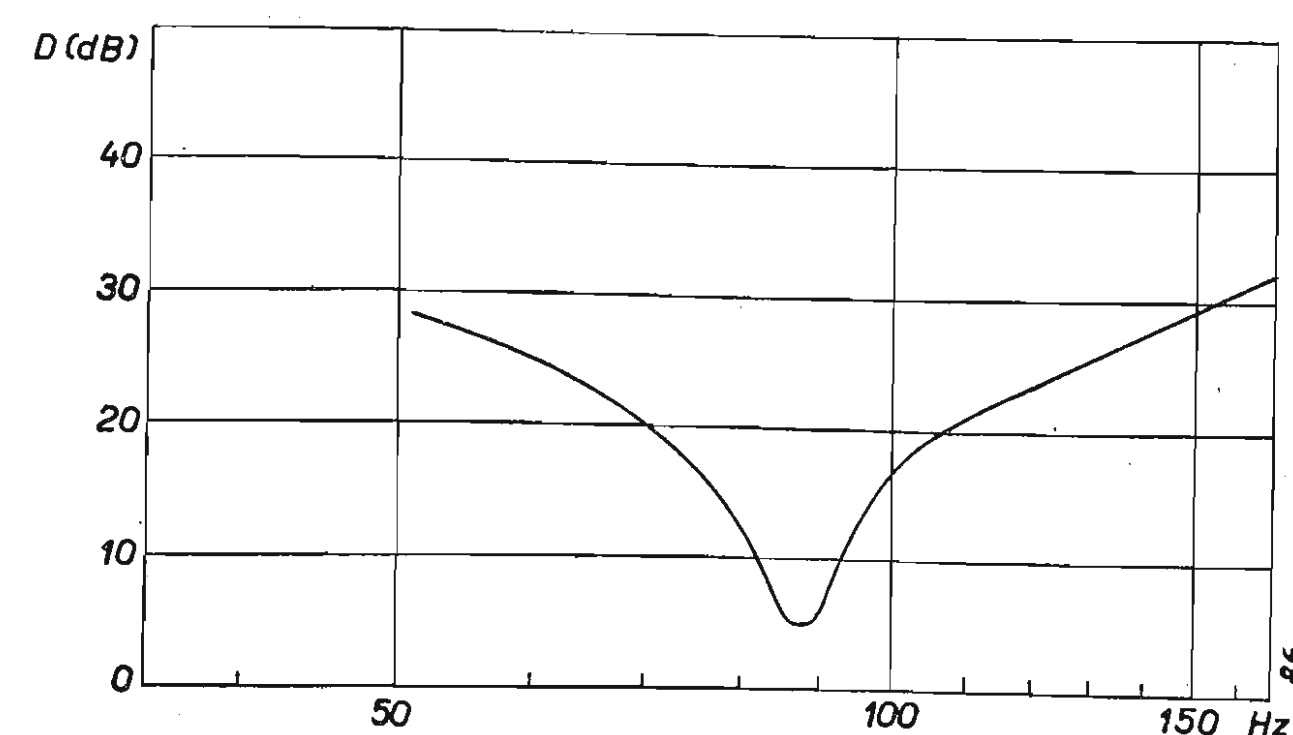



Fig. 2. — Isolamento di un tramezzo semplice.

Se si introduce la pulsazione ω_0 di risonanza propria della parete si ha la relazione:

$$D = 10 \log \left\{\left(\frac{r + 2\varrho c}{2\varrho c}\right)^2 + \frac{m^2\,\omega^2}{(2\varrho c)^2}\left[1 - \left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2\right]^2\right\}$$

In figura 2 si riporta l'isolamento in funzione della frequenza calcolato per una lastra di: $r = 30\mathrm{g}/(s\ \mathrm{cm}^2)$, $m = 3{,}5\ \mathrm{g/cm}^2$, avente una frequenza di risonanza di 88 Hz.

Sono interessanti due casi: quando si è in condizioni di risonanza si ha:

$$D_{\mathrm{ris}} = 10 \log \left(\frac{r + 2\varrho c}{2\varrho c}\right)^2 = 20 \log \left(1 + \frac{r}{2\varrho c}\right).$$

Di qui è evidente l'interesse di avere una resistenza elevata per poter conseguire il massimo isolamento in condizioni di risonanza.

In figura 3 si riportano i valori di D_{ris} in funzione di $r/\varrho c$.

In genere con i normali cristalli il valore di r è assai basso, ed i valori di isolamento minimo in riso-

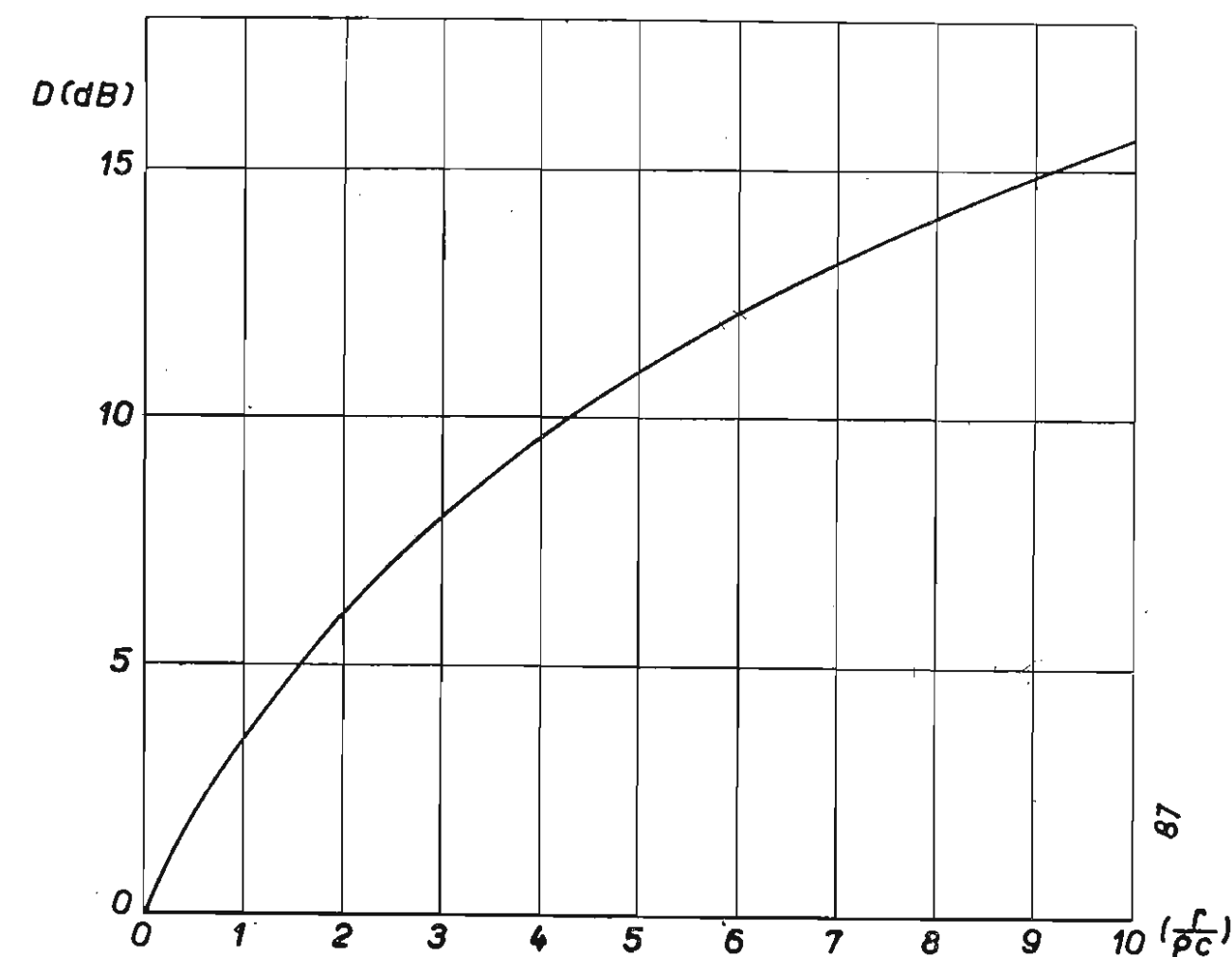



Fig. 3. — Isolamento minimo di un tramezzo semplice in funzione del rapporto $r/\varrho c$.

nanza sono a volte appena di pochi decibel. Ad esempio, per una lastra di cristallo di 3 mm di spessore, con una frequenza di risonanza di 70 Hz si trova $r = 27\ \mathrm{g}/(s\ \mathrm{cm}^2)$, $r/\varrho c = 0{,}63$.

Il valore di r si può dedurre dalla conoscenza del decremento della piastra eccitata da un impulso o da un treno d'onde alla frequenza di risonanza.

In questo caso si ha che la velocità v di spostamento del diaframma è data da:

$$v = V_0\, e^{-rt/2m} \cos \omega t$$

da cui, considerando l'ampiezza V_0 della velocità, si ha:

$$20 \log \frac{v}{V_0} = -\frac{rt}{2m}\, 20 \log e = -4{,}342\,\frac{rt}{m}.$$

Se si misura (ad esempio con un registratore logaritmico tipo Neumann) il « tempo di riverberazione » T della parete in condizioni di sintonia si ha:

$$20 \log v/V_0 = -4{,}342\,\frac{rT}{m} = -60 \qquad (\mathrm{dB})$$

da cui:

$$T = 13{,}84\ m/r.$$

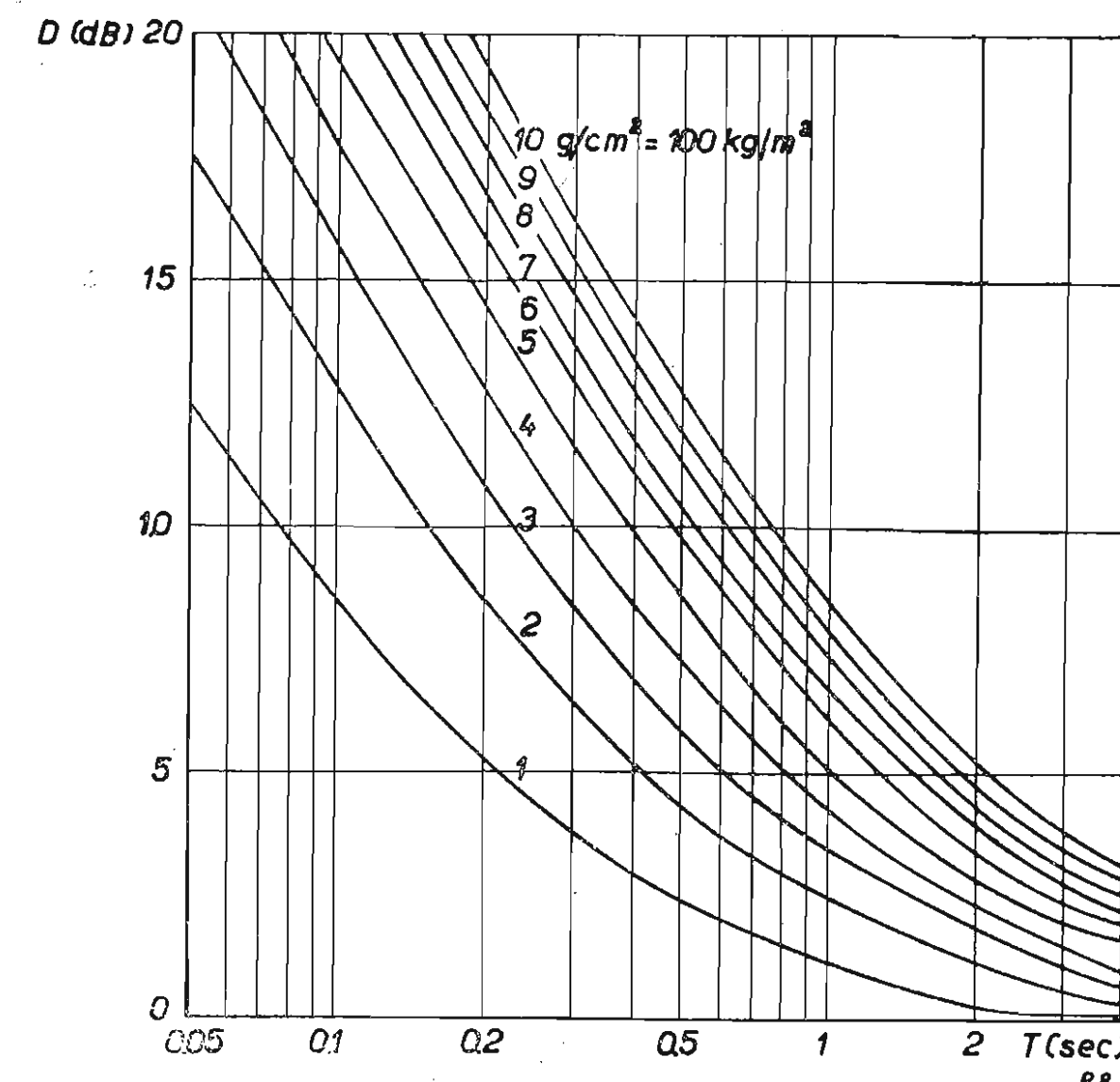



Fig. 4. — Isolamento minimo di un tramezzo semplice in funzione del tempo di riverberazione.

Così per una lastra di cristallo per la quale sia: $r = 27\ \mathrm{g}/(\mathrm{cm}^2\mathrm{s})$, $m = 1{,}14\ \mathrm{g/cm}^2$ si ottiene $T = 0{,}6$ s.

Nel caso di piastre di gesso si ha (1):

spessore cm	peso g/cm²	freq. nat. Hz	dissipaz. g/s	T S	Q
1,4	1,5	95	72	0,3	26,5
2,1	2,18	101	111	0,27	24,8
3,0	3,15	101	146	0,3	28
4,0	4,1	93	228	0,25	21
5,0	5,15	85	262	0,26	21

Mediante la determinazione del tempo convenzionale di riverberazione si ha un primo mezzo per misurare r, che è un parametro di grande importanza nello studio dell'isolamento in questione.

Per quanto si è detto: $r = 13{,}84\ m/T$ ($\mathrm{cm}^{-2}\ \mathrm{g}\ \mathrm{s}^{-1}$).

Il tempo di riverberazione lo si ricava direttamente per via oscillografica colpendo il vetro con impulsi ritmicamente ripetuti; in figura 4 si riporta il valore dell'isolamento minimo in funzione del tempo di riverberazione T per vari valori di m, da 1 a 10 $\mathrm{g/cm}^2$ cioè per pesi da 10 a 100 $\mathrm{kg/m}^2$, corrispondenti a vetri il cui spessore varia da 3 a 25 mm.

Invece di T può essere conveniente misurare il fattore di bontà Q, definito dalla relazione:

$$Q = \frac{\omega_0 m}{r} = 0{,}144\ \omega_0 T = 0{,}91\ f_0 T.$$

È noto che la misura di Q si consegue attraverso il rilievo della curva di risonanza, seguendo un procedimento del tutto analogo a quello adottato nel caso di circuiti risonanti elettrici.

I valori che si hanno di Q sono relativamente bassi, e per un buon isolamento è necessario che Q sia molto basso.

La frequenza propria di vibrazione di un tramezzo omogeneo rettangolare di spessore h, di lati a e b, appoggiato ai bordi, è data da:

$$f_0 = \sqrt{\frac{\pi^2\, E^2\, h^2}{48\ m\ (1\text{-}\sigma^2)}}\left[\frac{q_1^{\,2}}{a^2} + \frac{q_2^{\,2}}{b^2}\right]$$

(1) Kawashima S.: « J.A.S.A. », XII, 1940, p. 75.

ove E è il modulo di elasticità, σ il modulo di Poisson (circa 1/3), q_1 e q_2 numeri interi: la più bassa e principale frequenza si ha per $q_1 = q_2 = 1$. Per una finestra di date dimensioni, e tenendo conto che per un dato tipo di vetro si ha che m è proporzionale ad h, si ha:

$$f_0 = k\,h\ .$$

È interesse che h sia elevato per ottenere, come si vedrà in seguito, un elevato isolamento; d'altra parte è bene che h sia piccolo per avere una bassa frequenza di risonanza: di qui la convenienza di usare vetri multipli e sottili invece di un solo vetro molto spesso.

La frequenza di risonanza è inoltre molto influenzata dal tipo di appoggio: in generale, per evitare il propagarsi di vibrazioni per via solida, il vetro si isola dalla cornice mediante gomma e feltri; esso si trova quindi in condizioni di appoggio parzialmente incastrato; condizione che, come è noto, male si presta ad una indagine di carattere analitico. Il tipo di appoggio ha influenza anche sul decremento delle vibrazioni in risonanza.

La formula per il calcolo di f_0 dà una doppia infinità di frequenze di risonanza, al variare di q_1 e di q_2: in generale hanno importanza solo le più basse frequenze, e talvolta è sensibile l'effetto della più bassa di tutte.

Al crescere della frequenza la relazione che ci dà D si semplifica, poichè sono trascurabili gli effetti della risonanza e della resistenza: si ha in tal caso:

$$D = 10 \log \left(1 + \frac{m^2\omega^2}{(2\varrho c)^2}\right) \qquad (\mathrm{dB}).$$

In figura 5 è riportato il diagramma che consente di prevedere l'isolamento dovuto ad una finestra con vetri di dato spessore. Si vede che per m ed ω sufficientemente elevati si ha (caratteristica a tratti):

$$D = 10 \log \left(\frac{m\omega}{2\varrho c}\right)^2 = 20 \log m + 20 \log f - 23 \quad (\mathrm{dB}).$$

Questa relazione dà in genere isolamenti maggiori di quelli trovati sperimentalmente: Berger propone:

$$D = 18 \log G + 12 \log f - 25 \qquad (\mathrm{dB})$$

ove G è il peso in $\mathrm{kg/m}^2$ per unità di area del tramezzo.

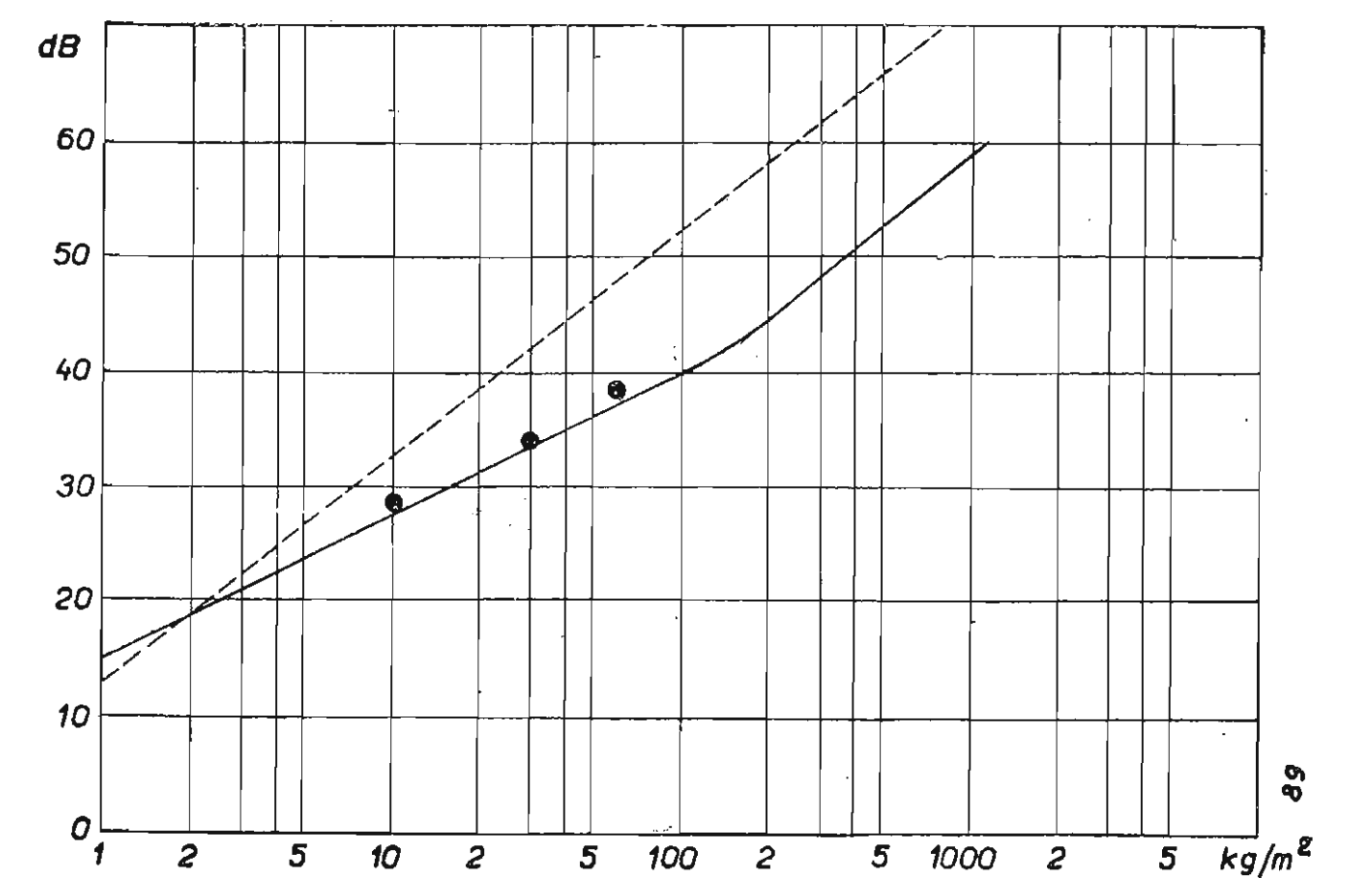



Fig. 5. — Isolamento medio di un tramezzo semplice in funzione del peso per unità di superficie (i punti neri corrispondono a valori sperimentali di misure eseguite su vetri da E. Meyer; la linea tratteggiata rappresenta l'andamento previsto dalla teoria, la linea intera la risultanza media di moltissimi dati sperimentali).

La formula di Berger dà, nel campo che ci interessa, un isolamento di circa 7 dB inferiore a quello che si ottiene con la formula precedente.

Fino ad ora si è visto quale è l'isolamento per onde normali: per onde di incidenza Θ si ha:

$$D_\Theta = 10 \log \left(1 + \frac{\omega\, m \cos \Theta^2}{2\varrho c}\right) \quad \text{(dB)} ;$$

quindi per suono diffuso si dovrebbe assumere un isolamento dovuto ai vari angoli. Ora una teoria dell'isolamento per suono diffuso esce dai limiti di questa trattazione ma, per avere un'idea di quanto può accadere, in figura 6 si ripete il valore dell'isolamento in funzione di Θ nel caso di una finestra di vetro di $m = 3$ g/cm² per $f = 1000$ Hz. È evidente che si ha una diminuzione di isolamento globale dovuto al fatto che per Θ vicino a 90° diminuiscono notevolmente le proprietà isolanti del tramezzo.

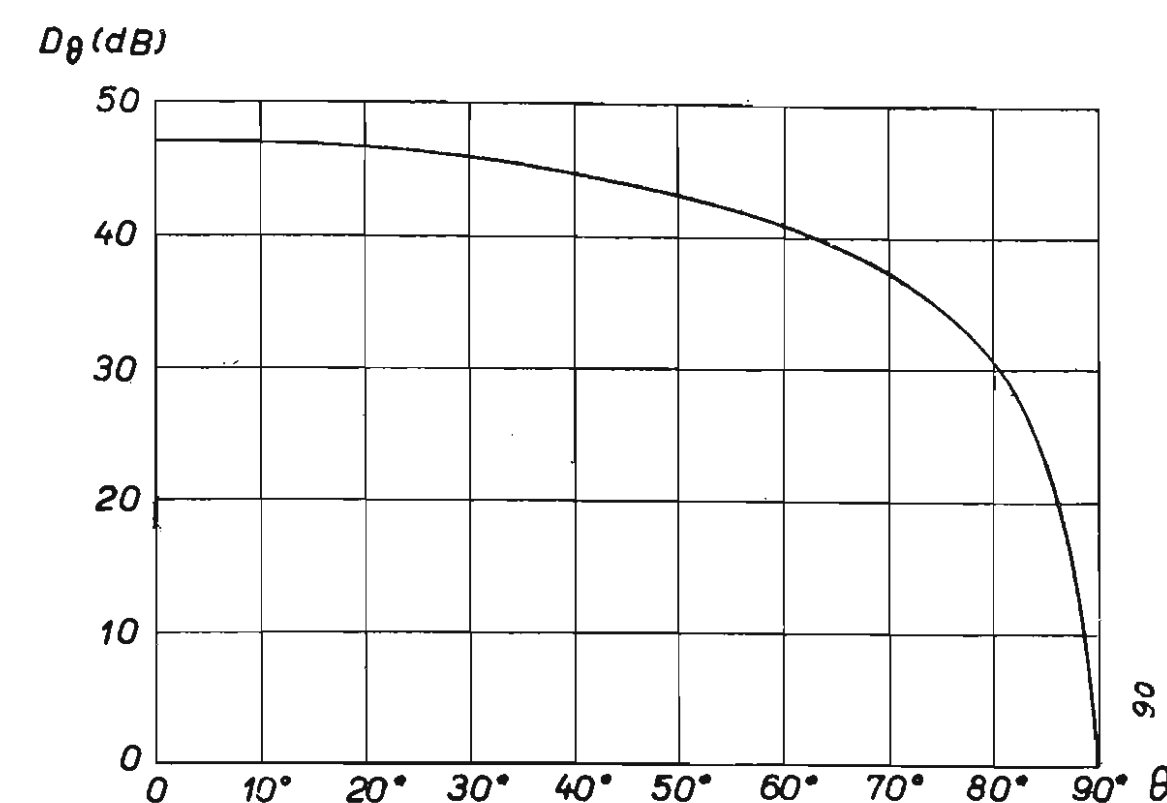



Fig. 6. — Isolamento di un tramezzo semplice in funzione dell'angolo d'incidenza del suono.

B) FINESTRE A VETRI MULTIPLI.

Esaminato così il comportamento di finestre con un solo vetro, passiamo al caso di finestre con due vetri paralleli.

Con le notazioni di figura 7 si ha:

la pressione sonora dalla finestra 1 alla 2 sia data da:

$$p_{1u} = p_{2i}\, e^{jK} \qquad (K = \omega / c)$$
$$p_{ur} = p_{2r}\, e^{-jK} .$$

Per definizione di impedenza acustica per il primo vetro si ha:

$$(p_{1i} + p_{1r}) - (p_{2r}\, e^{-jKd} + p_{2i}\, e^{jKd}) = Z_1 V_1$$
$$(p_{1i} - p_{1r} = \varrho c\, V_1$$
$$p_{1i} - p_{1r} = p_{2i}\, e^{jKd} - p_{2r}\, e^{-jKd} ;$$

invece per il secondo vetro si ha:

$$p_{2i} + p_{2r} - p_{2u} = Z_2 V_2$$
$$p_{2u} = \varrho c\, V_2$$
$$p_{2i} - p_{2r} = p_{2u} .$$

Da queste relazioni si ha la espressione del potere isolante:

$$D = 10 \log \left[\frac{p_{1i}}{p_{2u}}\right]^2 =$$

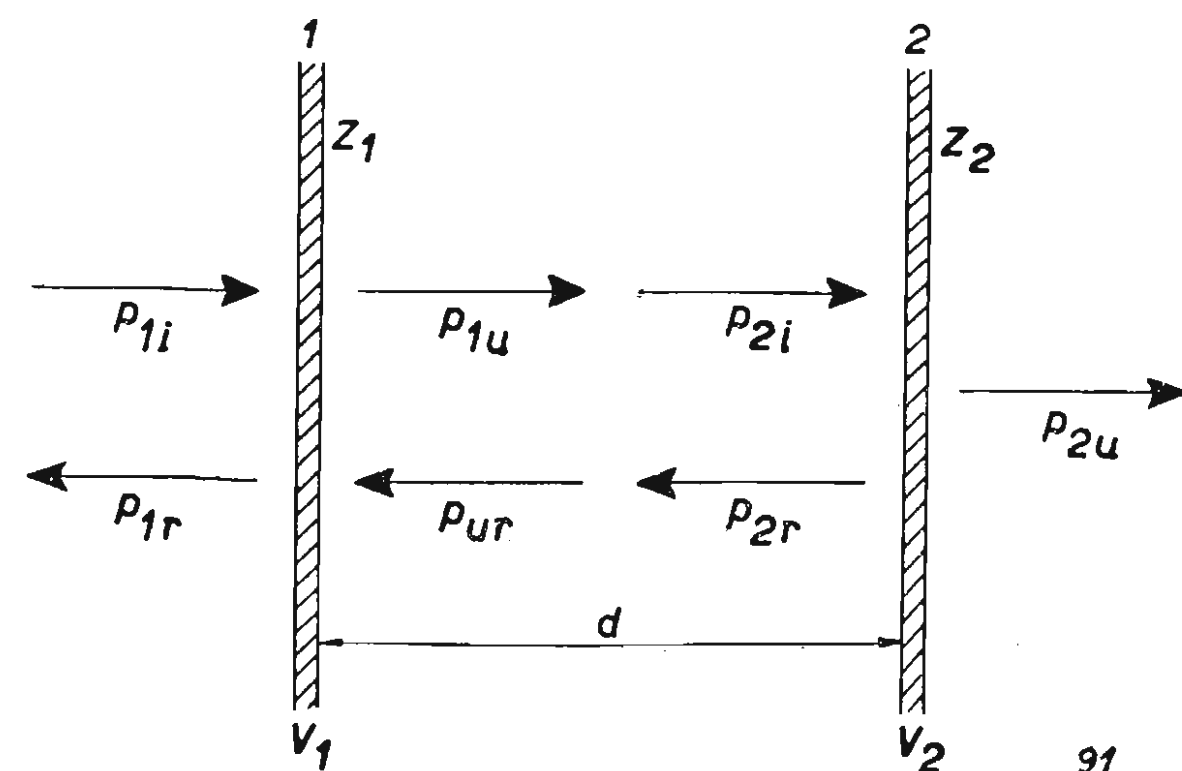



Fig. 7. — Calcolo dell'isolamento di un tramezzo doppio.

$$= 10 \log \left[\cos Kd \left(1 + \frac{Z_1 + Z_2}{2\varrho c}\right) + \right.$$
$$\left. + j \operatorname{sen} Kd \left(1 + \frac{Z_1 + Z_2}{2\varrho c} + \frac{Z_1 Z_2}{2\,(\varrho c)^2}\right)\right]^2$$

Questa relazione è assai complessa; esaminiamo alcuni casi particolari:

Frequenze molto basse: cos $Kd = 1$; sen $Kd = Kd$

$$D = 10 \log \left[\left(1 + \frac{Z_1 + Z_2}{2\varrho c}\right) + \right.$$
$$\left. + jKd \left(1 + \frac{Z_1 + Z_2}{2\varrho c} + \frac{1}{2}\,\frac{Z_1 Z_2}{(\varrho c)^2}\right)\right]^2 .$$

Per dare un esempio dell'isolamento di una finestra doppia, in figura 8 si riportano con linea continua i dati calcolati nel caso di due vetri aventi ciascuno $r = 30$, mentre $m_1 = 2$ g/cm², $m_2 = 1{,}5$ g/cm² e le frequenze di risonanza sono: $f_1 = 75$ Hz ed $f_2 = 100$ Hz; la distanza tra i due vetri è di 20 cm, nella stessa figura, con linea a tratti, si riportano i dati per una finestra avente due vetri uguali: $r = 30$, $m = 1{,}75$ g/cm², $f_0 = 87{,}5$ Hz.

È evidente il vantaggio che si ha con due vetri di dimensioni diverse, tenuto conto che nei due casi lo spessore totale di vetro è costante.

Frequenze elevate: Si esamina ora il caso delle frequenze più elevate: Z_1 e Z_2 divengono rispettivamente $j\omega m_1$ e $j\omega m_2$; si ha quindi:

$$D = 10 \log \left[\cos Kd \left(1 + j\omega\,\frac{m_1 + m_2}{2\varrho c}\right) + \right.$$
$$\left. + j \operatorname{sen} Kd \left(1 + j\omega\,\frac{m_1 + m_2}{2\varrho c} - \frac{\omega^2 m_1 m_2}{2\,(\varrho c)^2}\right)\right]^2$$

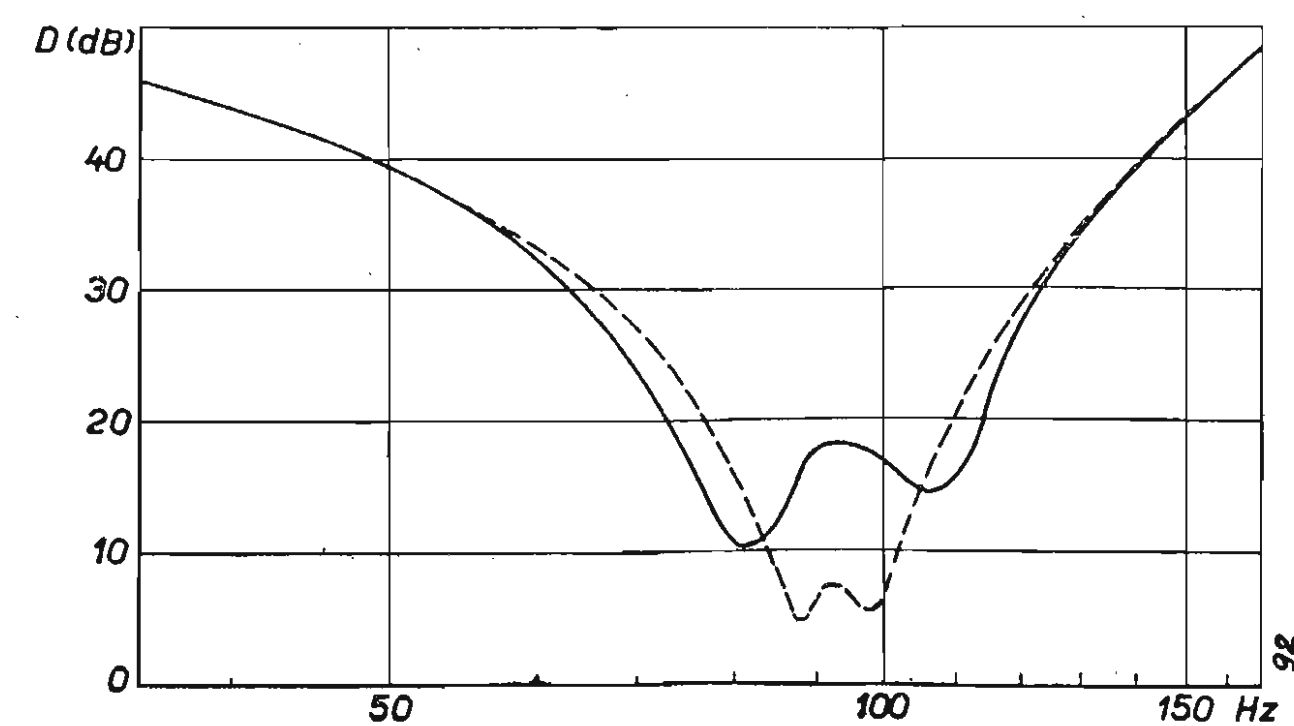



Fig. 8. — Isolamento di un tramezzo doppio in funzione della frequenza (la linea intera nel caso di vetri di spessore diverso, la linea tratteggiata nel caso di vetri di eguale spessore, essendo costante la somma degli spessori nei due casi).

$$D = 10 \log \left\{1 + \omega^2 \left(\frac{m_1 + m_2}{2\varrho c}\right)^2 + \omega^2 \left(\frac{m_1 m_2}{2\varrho c}\right)^2 \operatorname{sen} \Theta\right.$$
$$\left.\left\{\operatorname{sen} \Theta \left(\frac{\omega^2 m_1 m_2}{(\varrho c)^2} - 2\right)\right\} - 2 \cos \Theta\, \omega \left(\frac{m_1 + m_2}{\varrho c}\right)\right\} .$$

Come valore limite, per frequenze molto elevate, si ottiene un isolamento di:

$$D = 10 \log \left[\frac{\omega^4}{2} \left(\frac{m_1 m_2}{2\, \varrho^2 c^2}\right)^2 (1 - \cos\,(2Kd + \Theta)\right]$$

ove $\Theta = \operatorname{artg} \dfrac{\omega}{2}\, \dfrac{1}{\varrho c} \left(\dfrac{m_1 m_2}{m_1 + m_2}\right)$.

La D ha un andamento sinoidale in funzione della frequenza e tenderebbe nei punti di minimo a valori nulli: in tal caso le approssimazioni adottate non sono più valide e per il calcolo dell'isolamento bisognerebbe ricorrere alle formule complete. Il valore medio dell'isolamento in funzione della frequenza, il valore cioè dell'isolamento che si ha prescindendo dalle oscillazioni dovute al succedersi delle risonanze e delle antirisonanze nello spazio compreso tra i due vetri è dato da:

$$D = 10 \log \frac{\omega^2\, m_1^2\, m_2^2}{8\varrho^4 c^4} = 20 \log \frac{\omega^2\, m_1\, m_2}{2\,(\varrho c)^2} + 3 \quad \text{(dB)} .$$

Si constata da queste relazioni che nel caso di una finestra con due vetri si tende, per frequenze elevate, ad avere un isolamento pari al doppio dell'isolamento dovuto ad un vetro semplice avente un peso per unità di superficie uguale alla media geometrica dei pesi per unità di superficie dei due singoli vetri. Per avere quindi il massimo isolamento, stabilito lo spessore totale dei vetri, si deve ricorrere a due vetri di spessore uguale, condizione che è in contrasto con quanto si è visto precedentemente, per cui in zona di risonanza l'isolamento minimo che si consegue con due vetri diversi è maggiore di quello che si consegue con due vetri uguali.

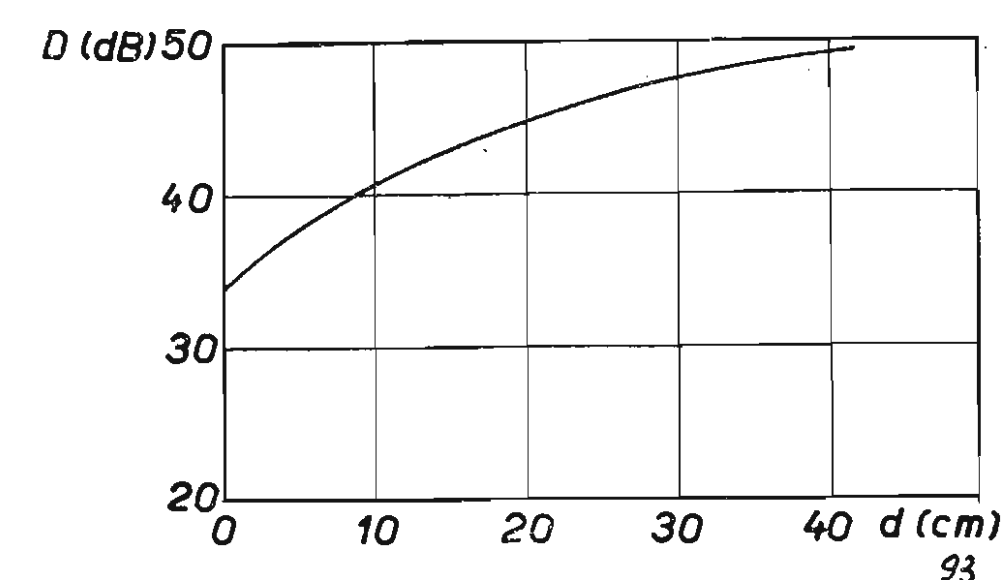



Fig. 9. — Isolamento di una finestra con doppio vetro in funzione della distanza fra i vetri, secondo le misure di Sabine.

Fig. 10. — Isolamento ottenuto con una finestra con due vetri e con l'aggiunta di un terzo vetro.

Quando si esaminano i risultati sperimentali ottenuti da molti ricercatori, si osserva che l'isolamento conseguito con una doppia parete non dà in pieno il vantaggio che la teoria lascia prevedere. Ad esempio, in figura 9 sono riportati i dati di Sabine dai quali si osserva che per una finestra a due vetri di 6,3 mm ciascuno, l'aumento di isolamento dovuto all'aumentare della distanza raggiunge i 15 dB mentre teoricamente si dovrebbero avere circa 10 dB in più.

Le ragioni di queste divergenze sono da ricercare nelle semplificazioni che si sono introdotte nella teoria, ammettendo, ad esempio, che le onde si conservino piane anche nell'intercapedine: ora lo spazio dell'intercapedine presenta una triplice infinità di frequenze di risonanza le quali possono diminuire l'effetto isolante del complesso. Per evitare o diminuire l'effetto di queste onde trasverse è necessario rendere assorbente la superficie del telaio compresa tra i due vetri.

3. Primi risultati sperimentali.

Presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale di Torino sono state eseguite numerose determinazioni atte a portare un contributo di dati sperimentali sull'isolamento delle finestre. Con riserva di comunicare in seguito la serie completa dei dati rilevati ci si limita ad esporre i risultati di alcuni rilievi.

Le misure venivano eseguite fra due vasti ambienti riverberanti molto isolati fra loro. Si può stimare che l'isolamento fra le due camere superi, alle medie frequenze, 70 dB, per crescere alle frequenze maggiori. Tra le due camere veniva aperto un por-

Fig. 11. — Registrazione dell'isolamento.

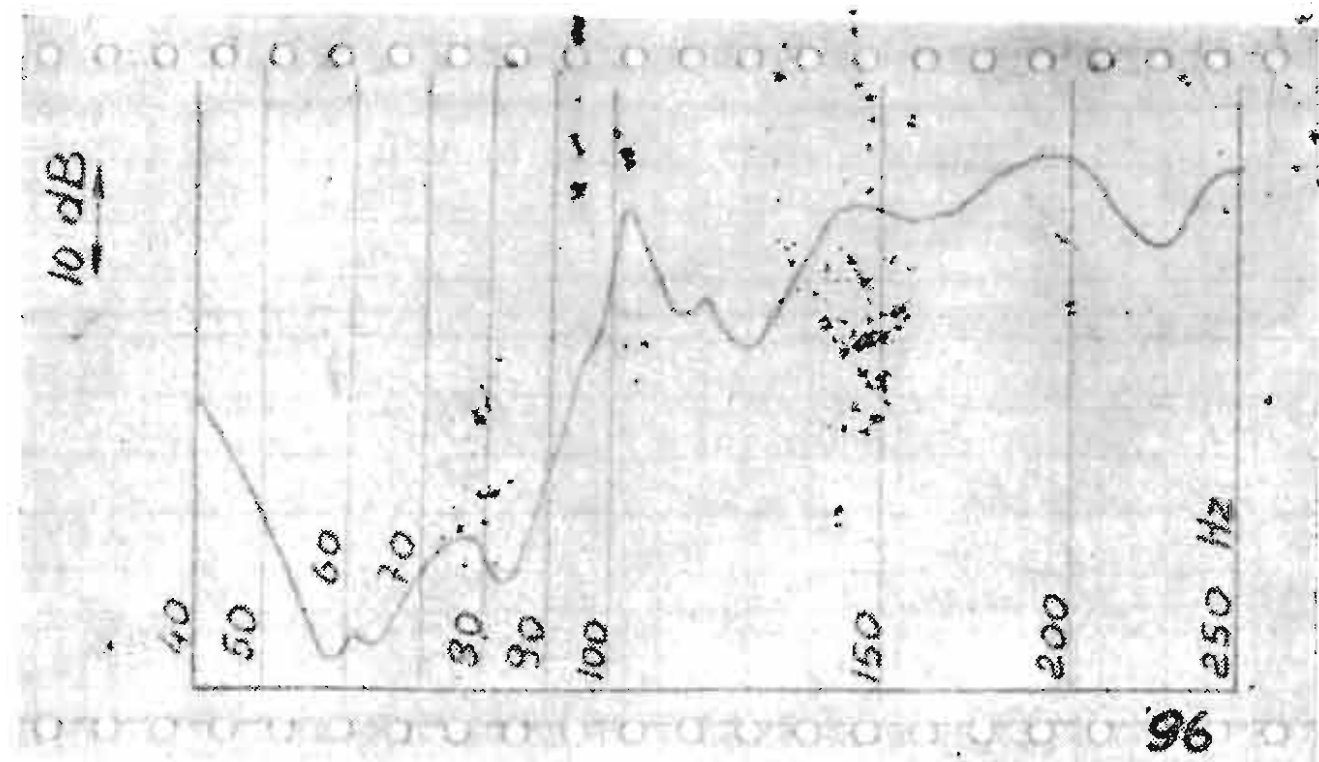



Fig. 12. — Rilievo vibrometrico.

tello nel quale veniva sistemato il telaio delle dimensioni di m² (1 × 0,65).

Nella prima camera si generava a mezzo di un oscillatore e di un altoparlante un elevato livello di pressione sonora, rilevato da un microfono tarato. Contemporaneamente nel secondo ambiente, pure con un microfono tarato, veniva eseguito il rilievo del livello di pressione sonora: la differenza di livello tra la prima e la seconda stanza esprime in dB l'isolamento dovuto alla finestra.

In figura 10 si riportano i dati di isolamento in funzione della frequenza nel caso di un telaio con due vetri di sicurezza da 8 mm (a) e l'isolamento dovuto al sistema precedente più un terzo telaio con un vetro normale dello spessore di 12 mm (b). In questo caso si ottiene un risultato già soddisfacente alle necessità di un buon isolamento radiofonico. In genere la misura viene eseguita mediante una registrazione continua, il che consente di tracciare il diagramma con continuità e di poterne seguire tutte le caratteristiche (fig. 11).

La curva superiore rappresenta il livello misurato nella camera di trasmissione, la curva inferiore quello misurato nella camera di ricezione. Nella curva superiore si è aggiunta una attenuazione di 20 dB.

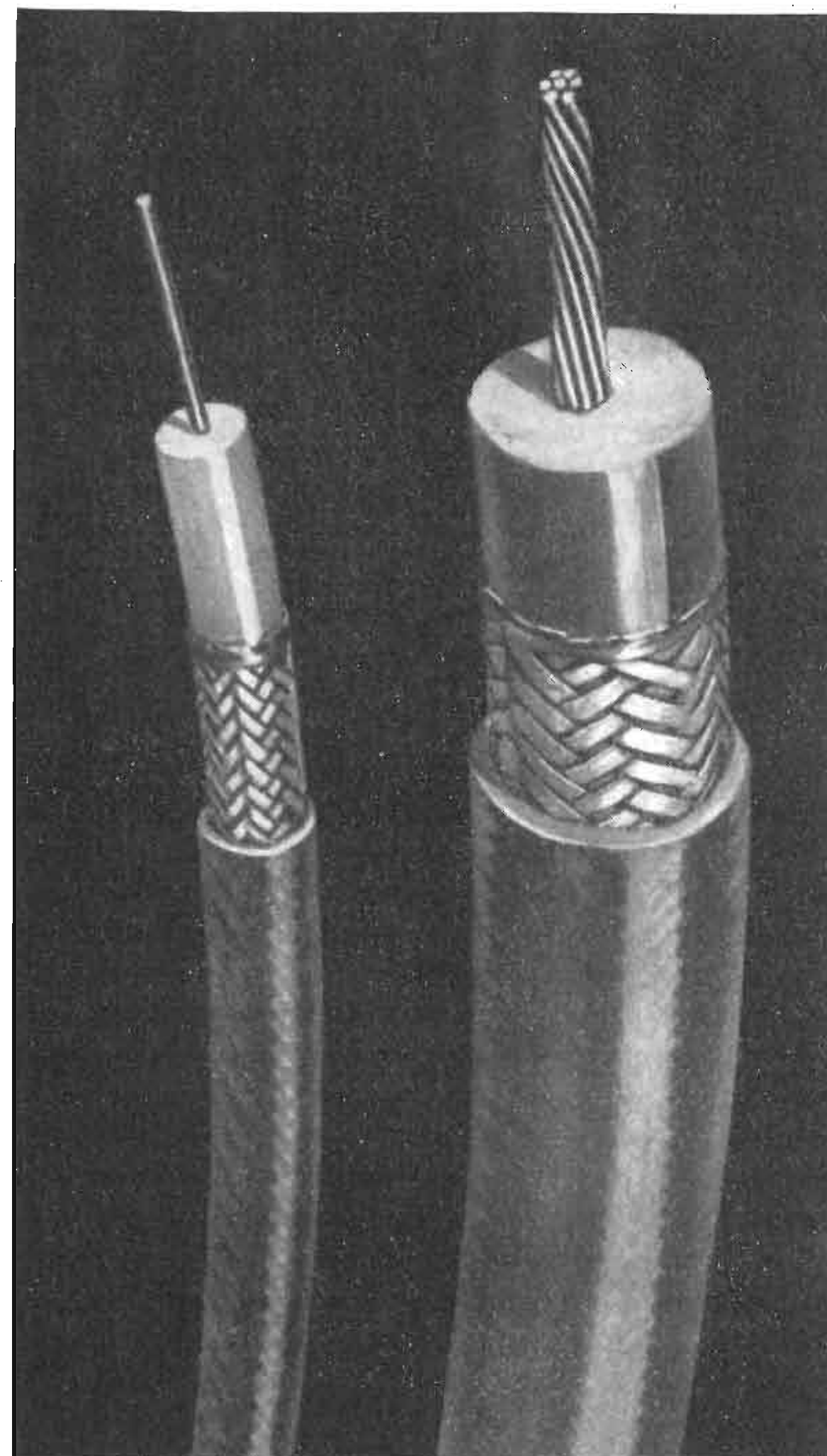
Per mettere meglio in evidenza questo fenomeno si sono eseguite determinazioni di carattere vibrometrico eccitando un lato della finestra con il suono di un altoparlante che emetteva una pressione notevolmente costante al variare della frequenza, e misurando con un vibrometro piezoelettrico l'ampiezza di spostamento dell'altro lato della finestra. In figura 12 viene riportato il risultato di uno di questi rilievi, su una finestra composta di due vetri uguali, di sicurezza, dalla quale si constata l'esistenza della condizione di due frequenze di minimo isolamento.

Misure eseguite in analoghe condizioni su vetri normali hanno dato isolamenti inferiori di 7 dB.

Misure a bassa frequenza eseguite con fonometro consentono, sia pure con minor precisione, tenuto conto di vari fattori ambientali, di rilevare direttamente l'effetto delle frequenze di risonanza.

Dalle misure eseguite abbiamo potuto constatare il notevole vantaggio che si ha ricorrendo all'isolamento con vetri di sicurezza.

Possiamo conchiudere dicendo che dalle osservazioni eseguite risulta sempre indispensabile una prova sperimentale perchè i dati che la teoria consente di prevedere sono sempre troppo ottimistici, in altre parole, la prima approssimazione adottata non è sempre sufficiente a spiegare quantitativamente il valore dell'isolamento che è possibile effettivamente conseguire.

26) Pervenuto l'8-2-1952.

SOPPRESSORE DINAMICO DI FRUSCÌO A PERMEABILITÀ VARIABILE

DOTT. ING. GIUSEPPE ZANARINI

SOMMARIO - Dopo qualche considerazione introduttiva sul problema dell'attenuazione del fruscìo fonografico si descrive un nuovo sistema di soppressione dinamica praticamente esente dagli inconvenienti e dalle limitazioni dei sistemi noti. La descrizione è corredata di numerosi dati e diagrammi rilevati su apparecchiature funzionanti.

SOMMAIRE - On fait quelques considérations sur le problème de l'atténuation du bruit phonographique, après lesquelles on décrit un système nouveau de suppression dinamique exempte des inconvénients et des limites des systèmes connus. A la description on a ajouté de nombreuses données et des diagrammes relévés sur des appareils en fonction.

SUMMARY - The author first reconsiders the problem of reducing rustling noise in playing records. Then he describes a new system for the dynamic suppression of rustling noise, which is free from the inconveniences and limitations of the other methods. His description includes many data and diagrams deducted from working apparatus.

1. Considerazioni preliminari sui sistemi di soppressione del fruscìo fonografico.

L'attuale tendenza ad innalzare il limite superiore di frequenza delle registrazioni fonografiche della musica, allo scopo di conferire ad esse caratteristiche qualitative che siano all'altezza del progresso acquisito in altri campi della tecnica del suono, ha dato luogo alla necessità di ricercare nuovi e più efficienti sistemi di attenuazione del fruscìo.

Sino ad epoca relativamente recente l'unico mezzo di cui si disponeva per ridurre in sede di riproduzione questa particolare forma di disturbo, consisteva nel taglio più o meno energico delle frequenze elevate della gamma acustica per mezzo di reti filtranti, fisse

Fig. 1. — Probabile distribuzione spettrale dell'intensità sonora in una riproduzione fonografica a larga banda. Curva *a:* livello probabile dei suoni musicali durante un « fortissimo » orchestrale. Curva *b:* livello probabile durante un « pianissimo ». Curva *c*: livello del fruscìo (generalmente indipendente dal livello della musica).

o regolabili, inserite nella catena di BF del complesso riproduttore.

Chiameremo *statico*, questo sistema di soppressione del fruscìo in quanto esso si esplica con una modificazione permanente del responso di BF. Pur offrendo indiscutibili vantaggi di semplicità, il sistema non può definirsi razionale dal punto di vista dell'efficienza, ossia dell'entità della soppressione che può essere ottenuta in cambio di un determinato sacrificio in fedeltà.

Per rendersene conto si esamini la figura 1 che illustra l'andamento probabile della distribuzione spettrale dell'intensità sonora in una riproduzione fonografica di musica di orchestra effettuata con un'apparecchiatura a larga banda.

I diagrammi mostrano che la situazione è caratterizzata da un rapporto «segnale-fruscìo» che varia fortemente sia con l'ampiezza, sia con la frequenza dell'audio-segnale: mentre lo spettro del fruscìo si mantiene mediamente costante nel tempo, quello dell'audio-segnale è essenzialmente variabile. Per di più, la distribuzione delle potenze assume, nei due spettri, andamenti profondamente diversi; la potenza del fruscìo è prevalentemente addensata verso l'estremo superiore della gamma acustica mentre quella della musica risulta massima nella zona centrale della gamma stessa. In sostanza i livelli dei suoni utili vanno diminuendo al crescere della frequenza, laddove il livello del fruscìo aumenta; cosicchè in corrispondenza dei « pianissimo » e al di sopra di una certa frequenza (che nel caso contemplato nella figura 1 è dell'ordine di 3500 Hz) il rapporto «segnale-disturbo» scende al di sotto dell'unità.

Agli effetti della percettibilità auditiva è poi necessario tener conto del mascheramento [1] in conseguenza del quale la variabilità del rapporto « segnale-fruscìo » appare, soggettivamente, ancora maggiore.

Questi semplici rilievi consentono di mettere in evidenza la ragione essenziale della scarsa efficienza della soppressione statica. Invero ci par logico ammettere che, stabilito un valore soggettivo del rapporto « segnale-fruscìo » che soddisfi alle esigenze di un determinato genere di riproduzione, lo scopo da raggiungere consista nel non scendere mai al di sotto di esso. Con la soppressione statica ciò implica un'attenuazione permanente delle frequenze elevate che sia tale

[1] L'effetto di mascheramento è di carattere fisiologico; in base ad esso l'intensità della percezione auditiva di un suono diminuisce quando vengono simultaneamente prodotti altri suoni. Tale diminuzione è tanto più sensibile quanto più intensi sono i suoni interferenti e quanto meno essi differiscono in frequenza dal suono considerato. Ne consegue che nell'audizione simultanea di più suoni differenti ciascuno di essi viene percepito con un'intensità minore di quella che si avrebbe con l'ascolto singolo e che l'attenuazione massima viene subìta dai suoni più deboli e più vicini, in frequenza a quelli più intensi. Nel caso della riproduzione fonografica si verifica un'apparente attenuazione del fruscìo quando l'audio-segnale è intenso e ricco di toni acuti e, viceversa, il fruscìo appare intensificato nei passaggi deboli e scarsamente brillanti.

da soddisfare alla condizione imposta nel caso più sfavorevole che, per quanto si è detto, si verifica nei « pianissimo ». È però evidente che nelle altre situazioni e particolarmente nei «fortissimo» tale attenuazione oltrepassa il limite strettamente necessario per soddisfare ai requisiti richiesti e che tale eccesso si traduce in una indesiderata perdita di fedeltà.

Questo inconveniente della soppressione statica, che annulla in buona parte il vantaggio acquisito con le moderne registrazioni a larga banda in quanto non consente l'integrale riproduzione delle frequenze registrate, può essere eliminato ricorrendo alla soppressione *dinamica* introdotta in epoca relativamente recente da H. H. Scott [2].

Il nuovo sistema di soppressione consiste essenzialmente nel rendere automaticamente variabile il limite superiore di frequenza della catena di BF in funzione dei parametri dell'audio-segnale con una legge atta ad assicurare, nei confronti della percezione auditiva, un rapporto « segnale-fruscìo » sostanzialmente costante.

Il vantaggio del sistema risiede nel fatto che, assegnato a tale rapporto un valore conveniente, questo viene mantenuto, nel corso della riproduzione, a prezzo di una perdita di fedeltà che è la minima compatibile con la qualità intrinseca della registrazione.

Il principio della soppressione dinamica può essere sfruttato anche per scopi differenti da quello sopraindicato; applicandolo per esempio all'estremo inferiore della banda passante di una catena di BF è possibile conseguire, senza perdita apprezzabile in fedeltà, una notevole attenuazione del ronzìo e di eventuali altri disturbi di frequenza bassa.

In generale la soppressione dinamica si dimostra utile in tutte le situazioni in cui un audio-segnale variabile in ampiezza e in frequenza risulta affetto da disturbi di intensità relativamente piccola, con spettro continuo e prevalentemente addensato verso l'uno o l'altro estremo della gamma acustica.

2. Soppressori dinamici facenti uso di reattanze elettroniche.

La soppressione dinamica del fruscìo si realizza in pratica inserendo, nella catena di BF del complesso di riproduzione, un dispositivo soppressore costituito essenzialmente da un filtro passabasso avente una frequenza di taglio variabile con continuità e da un regolatore atto a comandare il responso del filtro secondo una funzione, convenientemente scelta, dei parametri dell'audio-segnale.

Dovendosi scartare per motivi di praticità, le soluzioni che comportano l'impiego di organi meccanici in movimento, si è reso necessario lo studio di reti filtranti comandabili con mezzi puramente elettrici o, più specificatamente, di filtri passabasso con frequenza di taglio variabile con continuità in funzione di una corrente o di una tensione di comando.

Nelle realizzazioni di cui sino ad ora si è avuto notizia tale requisito è stato ottenuto sfruttando le proprietà delle reattanze elettroniche [3] a cui accenniamo brevemente.

---

[2] Scott H. H.: *Dynamic Suppression of Phonograph Record Noise*. « Electronics », XIX, dicembre 1946, p. 92; Scott H. H.: *Dynamic Noise Suppressor*. « Electronics », XX, dicembre 1947, p. 96.

[3] Dilda G.: *Circuiti di reattanza*. « Elettronica », V, maggio 1950, p. 91.

La figura 2 (*a*) rappresenta lo schema di principio di una reattanza elettronica di carattere capacitivo il cui circuito equivalente, nell'ipotesi semplificativa di un valore trascurabile della conduttanza anodica e delle capacità interelettrodiche del tubo, è visibile nella figura 2 (*b*); in esso R_1, R_2 e C_1 sono costanti mentre $R' = 1/S$ e $C' = SR_1C_1$ sono funzione della mutua conduttanza S del tubo; questa, a sua volta, dipende dalla polarizzazione della griglia di comando.

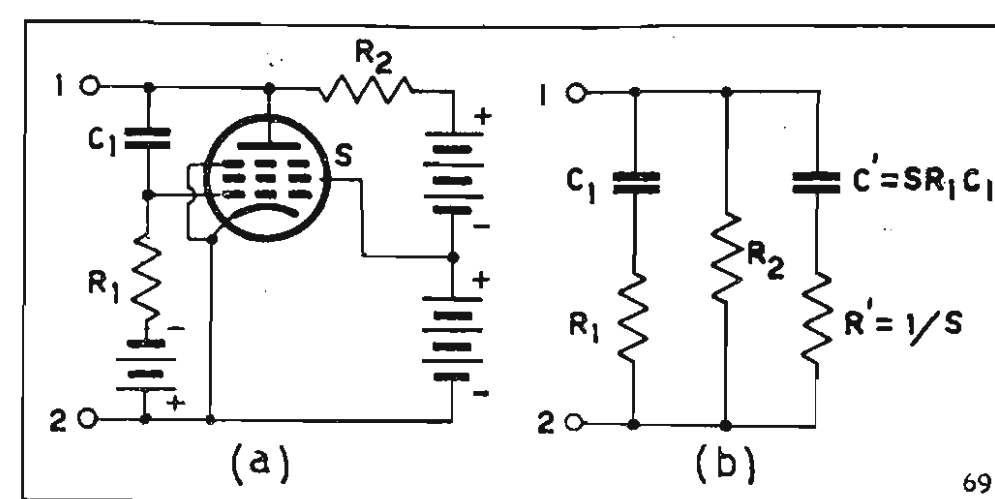



Fig. 2. — *a*) schema di principio di una reattanza elettronica di carattere capacitivo; *b*) circuito equivalente semplificato (si trascurano le capacità interelettrodiche e la conduttanza anodica del tubo).

L'impedenza differenziale fra i morsetti 1 e 2 presenta quindi una componente capacitiva C' il cui valore può essere variato fra zero ed $S_0 R_1 C_1$ (ove S_0 è la pendenza massima del tubo) agendo sulla polarizzazione dell'elettrodo di comando.

Combinando una reattanza elettronica di questo tipo con una induttanza fissa L_1 e con qualche altro elemento accessorio, si realizza il filtro passabasso schematizzato nella figura 3 (*a*) che soddisfa al requisito della variabilità in funzione di una tensione di comando che si suppone applicata fra i morsetti 2 e 5; il condensatore C_2, la cui capacità deve essere alquanto superiore a quella di C_1, compie la duplice funzione di derivare verso massa le correnti ad audiofrequenza che fluiscono in R_1 e di attenuare le eventuali componenti a frequenza audibile della tensione di comando. Nel funzionamento dinamico, infatti, quest'ultima viene fornita da un raddrizzatore collegato all'uscita di un amplificatore selettivo pilotato dall'audiosegnale entrante: si rende pertanto necessario un efficace livellamento, a cui provvedono R_3 e C_2 (talvolta si usano anche reti più complesse) al fine di evitare che componenti distorte dell'audiosegnale giungano sulla griglia del tubo-reattanza.

I filtri elettronici del tipo sopra accennato sono però affetti da inconvenienti che rendono difficile il

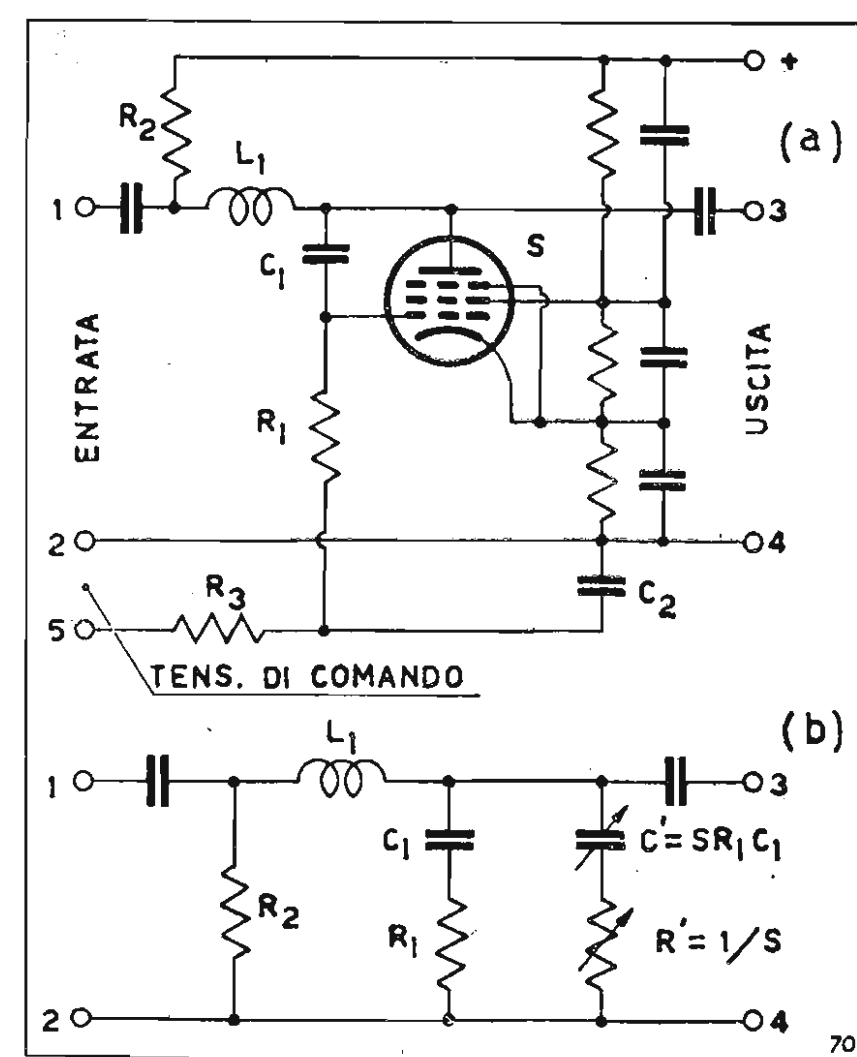



Fig. 3. — *a*) schema di principio di un filtro « dinamico » del tipo passabasso, basato sull'impiego di una reattanza elettronica capacitiva; la frequenza di taglio risulta funzione della tensione di comando che deve essere applicata fra i morsetti 5 e 2; *b*) circuito equivalente semplificato del filtro di cui in *a*); la caratteristica di responso è funzione della pendenza S del tubo.

raggiungimento di una piena efficienza della soppressione dinamica. In primo luogo si osserva che essi non sono lineari per principio: la regolazione del responso viene infatti ottenuta variando la pendenza S del tubo-reattanza, il quale opera necessariamente in un tratto curvo della caratteristica mutua, generando armoniche e toni di combinazione. In secondo luogo ogni variazione della corrente media del tubo, conseguente all'azione regolatrice, determina ai capi del carico anodico un'oscillazione transitoria di notevole

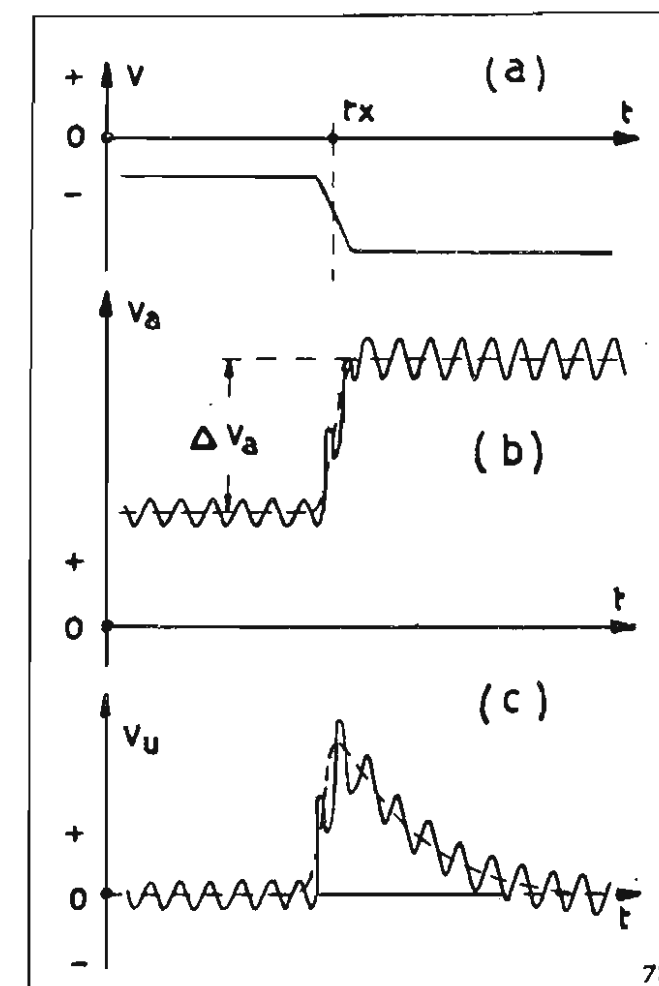



Fig. 4. — Processo di formazione di transitori parassiti nei filtri dinamici del tipo schematizzato nella figura 3 *a*: *a*) tensione fra le armature del condensatore C_2 (si veda la figura 3 *a*); si suppone che per effetto del comando tale tensione subisca, nell'istante t_x, una rapida variazione; *b*) andamento della tensione sull'anodo del tubo. Alla tensione di BF (segnale utile) si sovrappone una brusca variazione ΔV_a, di notevole ampiezza, dovuta alla variazione della corrente anodica media del tubo (derivante a sua volta, dalla modificazione del potenziale medio della griglia controllo rappresentata in *a*); *c*) andamento della tensione di uscita del filtro (la differenza rispetto a *b*) è dovuta all'effetto derivatore del condensatore di accoppiamento).

ampiezza che, sovrapponendosi all'audio-segnale, dà luogo alla formazione di rumori indesiderati: i diagrammi della figura 4 mostrano chiaramente la genesi di questo disturbo.

In terzo luogo il sistema difficilmente consente una rapidità di comando sufficiente per evitare le cosiddette « comete » di fruscìo [4]. Invero un comando rapido implicherebbe una piccola costante di tempo del circuito di griglia del tubo-reattanza, ciò che contrasta con la sopraccennata necessità di provvedere ad un accurato livellamento della tensione unidirezionale proveniente dal circuito regolatore.

Purtroppo ogni provvedimento atto a ridurre l'uno dei suddetti inconvenienti comporta normalmente l'aggravamento degli altri. Per esempio, per ridurre la distorsione di non linearità bisognerebbe ridurre l'ampiezza dell'audio-segnale sull'anodo del tubo reattanza: ma ciò equivarrebbe ad incrementare i transitori di regolazione nei confronti dell'audio-segnale. Parimenti ogni riduzione della costante di tempo del circuito di griglia, allo scopo di minimizzare le « comete » di fruscìo è causa di un aumento sia delle distorsioni di non linearità sia dei transitori di regolazione; infatti l'ampiezza di questi, per la presenza di un elemento induttivo nel circuito anodico del tubo, è tanto maggiore quanto più rapida è la variazione della corrente anodica media.

Un certo miglioramento può essere ottenuto ricorrendo a sistemi bilanciati in controfase la cui complessità appare però eccessiva in rapporto ai risultati conseguibili. Si può quindi concludere che per una razionale soluzione del problema della soppressione dinamica è opportuno far ricorso ad altri mezzi: alcune ricerche eseguite in questo senso, sulle quali riferiremo, hanno fornito risultati che si possono considerare del tutto soddisfacenti.

---

[4] Questo termine, introdotto di recente nel linguaggio tecnico, definisce in modo espressivo gli effetti derivanti da un ritardo dell'azione di comando del filtro. Si supponga, infatti, che l'audio-segnale permanga per un certo tempo al livello massimo (fortissimo) e quindi precipiti improvvisamente ad un livello molto inferiore. Se l'abbassamento della frequenza di taglio del filtro (che durante il fortissimo era massima) segue la diminuzione dell'audio-segnale con un ritardo sensibile, viene a sussistere un breve intervallo in cui il rapporto « segnale-disturbo » diminuisce considerevolmente dando luogo ad un aumento transitorio dell'intensità del fruscìo. Il fenomeno produce nell'ascoltatore la fastidiosa impressione di una « coda » o « cometa » di fruscìo che si ripete in corrispondenza di ogni rapida diminuzione dell'intensità sonora.

3. Comportamento del reattore saturabile bilanciato.

L'eliminazione degli inconvenienti di cui si è fatto cenno nel precedente paragrafo, implica la realizzazione di una reattanza variabile con comando elettrico, rispondente ai seguenti requisiti:

— distorsione di non linearità estremamente bassa (non superiore al limite di percettibilità dell'orecchio);

— assenza di transitori di regolazione; la variazione della reattanza non deve dar luogo alla formazione di oscillazioni parassite nel circuito dell'audio-segnale;

— rapidità di comando sufficiente per eliminare le « comete » di fruscìo;

— struttura intrinsecamente stabile nel tempo e non richiedente messe a punto critiche ed incostanti.

Sperimentalmente si è trovato che, sotto certe condizioni che specificheremo, il reattore saturabile bilanciato, di cui la figura 5 fornisce una rappresentazione schematica, è in grado di soddisfare a tutte le esigenze sopra elencate.

Questo elemento ben noto per le sue estese applicazioni nel campo elettrotecnico, è costituito, nella forma più comune, da un nucleo magnetico a mantello sul quale sono disposti almeno tre avvolgimenti A_1, A_2 e B. I due avvolgimenti A_1 e A_2, tra loro identici, sono disposti sulle due colonne laterali del nucleo e sono collegati in serie in senso concomitante, tale cioè che la reattanza complessiva misurabile fra i morsetti 1 e 1 sia massima; il loro mutuo accoppiamento risultante con l'avvolgimento B, disposto sulla colonna centrale, risulta pertanto nullo a condizione, naturalmente, che il nucleo possieda una perfetta simmetria magnetica e geometrica (relativamente facile ad ottenersi). Ciò significa che, se ai morsetti 1 e 1

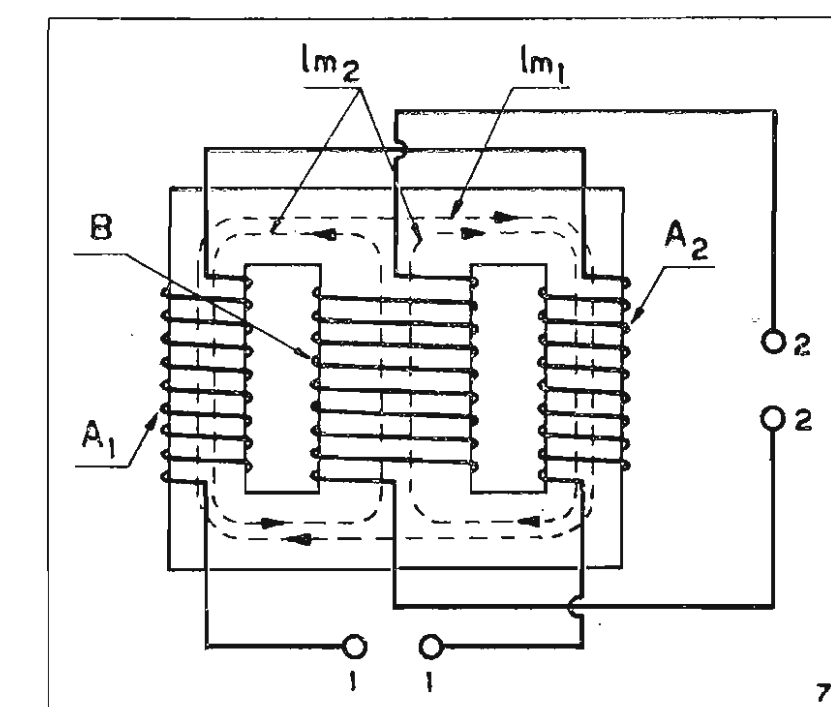



Fig. 5. — Rappresentazione schematica di un reattore saturabile bilanciato: l_{m_1} = percorso medio del flusso magnetico prodotto da una corrente circolante nella coppia di bobine A_1, A_2 (tra loro identiche); l_{m_2} = percorso medio del flusso generato da una corrente circolante nella bobina B.

viene applicata una tensione alternativa, nessuna forza elettromotrice indotta compare ai morsetti 2 e 2 e viceversa.

S'immagini ora di fare circolare nell'avvolgimento B una corrente continua: nella colonna centrale del nucleo si forma un campo unidirezionale H_0 le cui linee di forza si chiudono ad anello dopo aver percorso le due colonne laterali. Per le note proprietà dei materiali ferromagnetici, la presenza di H_0 determina una diminuzione della permeabilità differenziale μ_d, del nucleo e, conseguentemente, una equi-

valente riduzione della reattanza induttiva degli avvolgimenti A_1 e A_2.

Quest'ultima può dunque essere comandata, entro certi limiti, variando l'intensità della corrente continua che circola in B, la quale è legata ad H_0 da un fattore di proporzionalità.

La variazione di H_0 produce negli avvolgimenti A_1 e A_2 due forze elettromotrici indotte eguali e contrarie, la cui risultante ai morsetti *1* e *1* è nulla; il circuito facente capo ai morsetti *1* e *1* è pertanto esente da transitori di regolazione e può essere utilizzato come un'induttanza variabile in funzione di una corrente continua di comando applicata ai morsetti *2* e *2*.

Si noti che le funzioni dell'avvolgimento B, detto comunemente di premagnetizzazione o di comando, e della coppia di avvolgimenti A_1 A_2, costituenti il circuito reattivo comandato, sono invertibili; la scelta del circuito di comando viene quindi effettuata in base a considerazioni di convenienza costruttiva.

Il comportamento a regime del reattore è completamente determinato dalle caratteristiche «tensione-corrente» del circuito reattivo, rilevate in corrente alternata e per diversi valori della corrente continua di comando. Conoscendosi le dimensioni geometriche del nucleo e i dati di avvolgimento, dalle caratte-

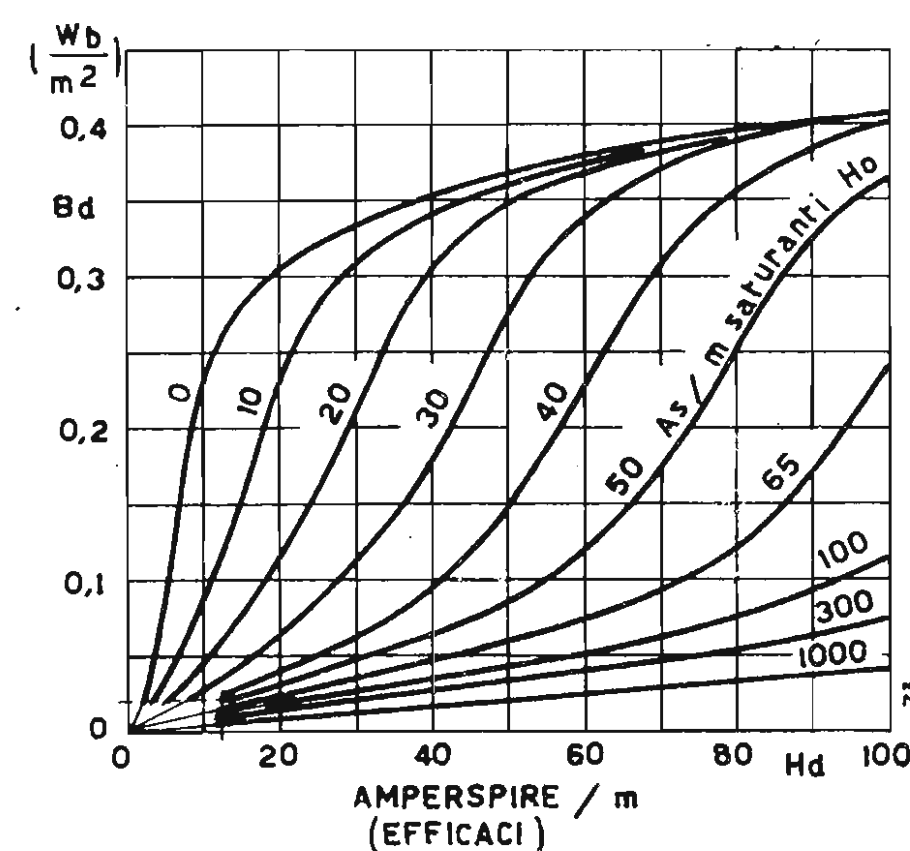



Fig. 6. — Caratteristiche di un reattore del tipo schematizzato nella figura 5 (dotato di un nucleo ad alta permeabilità) nelle seguenti condizioni: avvolgimento B percorso da corrente continua; coppia di avvolgimenti A_1, A_2 percorsa da corrente alternativa. Significato dei simboli: Bd = componente alternativa dell'induzione nel nucleo (valore di punta); Hd = componente alternativa del campo magnetizzante (valore efficace); H_0 = (parametro delle curve) = componente continua del campo magnetizzante.

ristiche «tensione-corrente» si risale agevolmente a quelle più generali che legano le componenti alternative B_d e H_d dell'induzione e del campo magnetizzante del nucleo con la componente continua H_0 del campo medesimo; basta applicare le seguenti relazioni:

$$B_d = \frac{V_1}{\pi \sqrt{2}\, f\, S_1 N_1}\ , \quad \text{weber/m}^2 \text{ (valore di punta)}\ ;$$

$$H_d = \frac{N_1 I_1}{l_{m1}}\ , \quad H_0 = \frac{N_2 I_0}{l_{m2}}\ , \quad \text{amperspire/m}\ ;$$

in cui:

V_1 = tensione alternativa ai morsetti *1* e *1* (volt efficaci);

I_1 = corrente alternativa relativa a V_1 (amper efficaci);

f = frequenza di V_1 in Hz;

S_1 = sezione di ciascuna colonna laterale del nucleo in m²;

l_{m1} = lunghezza media, in m, del circuito magnetico reattivo (si veda la figura 5);

I_0 = corrente continua nella bobina di premagnetizzazione B, in amper;

N_1 = numero di spire complessive delle bobine A_1 e A_2;

N_2 = numero di spire della bobina B;

l_{m2} = lunghezza media, in m, del circuito magnetico di premagnetizzazione (figura 5).

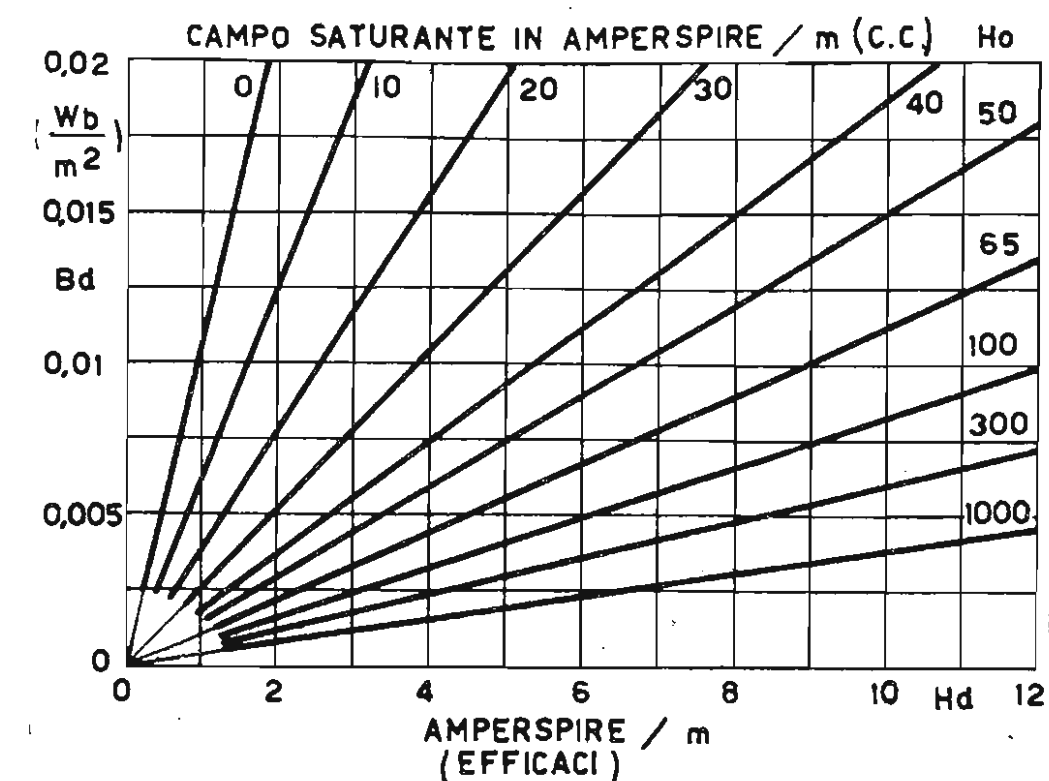



Fig. 7. — Medesime caratteristiche di cui alla figura 6 ma limitate a valori di Bd inferiori a 0,02 Wb/m². La relazione fra Bd ed Hd diviene praticamente lineare.

La figura 6 mostra una famiglia di curve (B_d, H_d) rilevate su di un reattore saturabile bilanciato con nucleo di materiale ad alta permeabilità; in esse si è assunto come parametro il campo saturante H_0. Per l'andamento fortemente curvilineo di questi diagrammi parrebbe doversi escludere ogni possibilità di impiego del reattore in circuiti di BF a bassa distorsione. Si osserva però che nell'intorno dell'origine degli assi sussiste una piccola zona, rappresentata in dettaglio nella figura 7, entro la quale le caratteristiche (B_d, H_d) si possono considerare praticamente rettilinee.

Per conseguire una soddisfacente linearità di funzionamento del reattore basta quindi non oltrepassare, per la componente alternativa B_d dell'induzione, un limite che, in relazione alle caratteristiche magnetiche del nucleo, oscilla fra 0,01 e 0,02 weber/m²; ciò è confermato dalle misure di distorsione armonica, i cui risultati sono visibili nella figura 8.

Il campo di variazione dell'induttanza del circuito reattivo ed il corrispondente valore massimo che si richiede per H_0, dipendono essenzialmente dalla permeabilità iniziale del nucleo. Con nuclei ad alta permeabilità si ottengono rapporti di variazione superiori a 10 senza oltrepassare, per H_0, valori relativamente esigui.

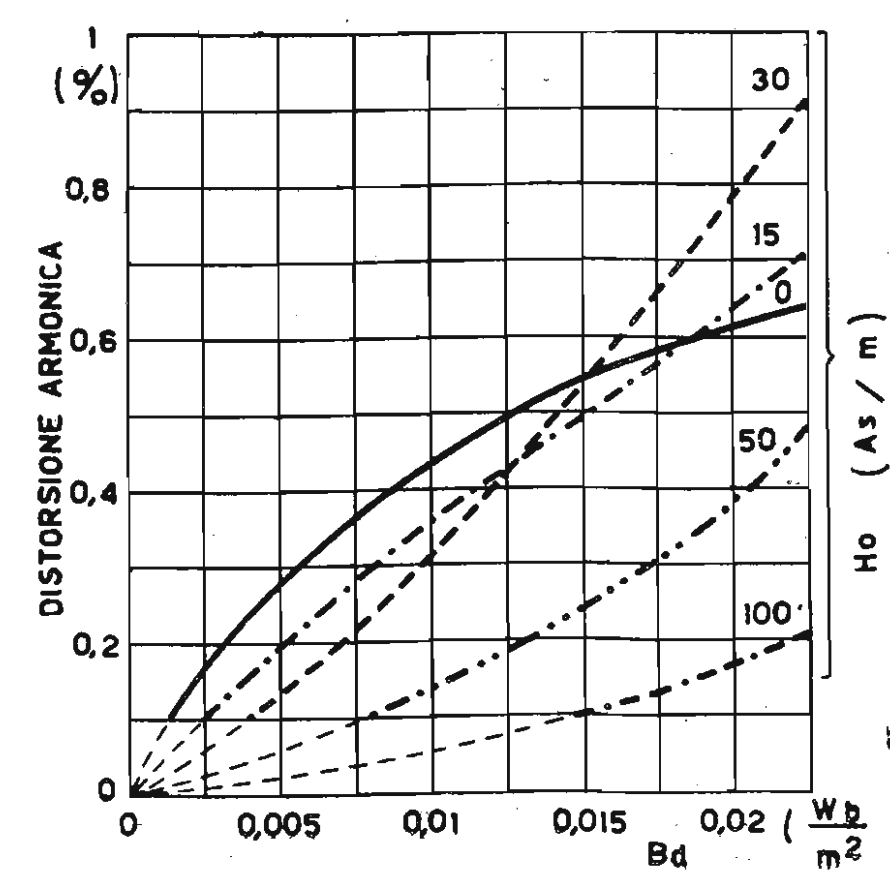



Fig. 8. — Distorsione armonica misurata in un reattore saturabile del tipo schematizzato in figura 5 e dotato di un nucleo ad alta permeabilità in funzione di Bd e per alcuni valori di H_0.

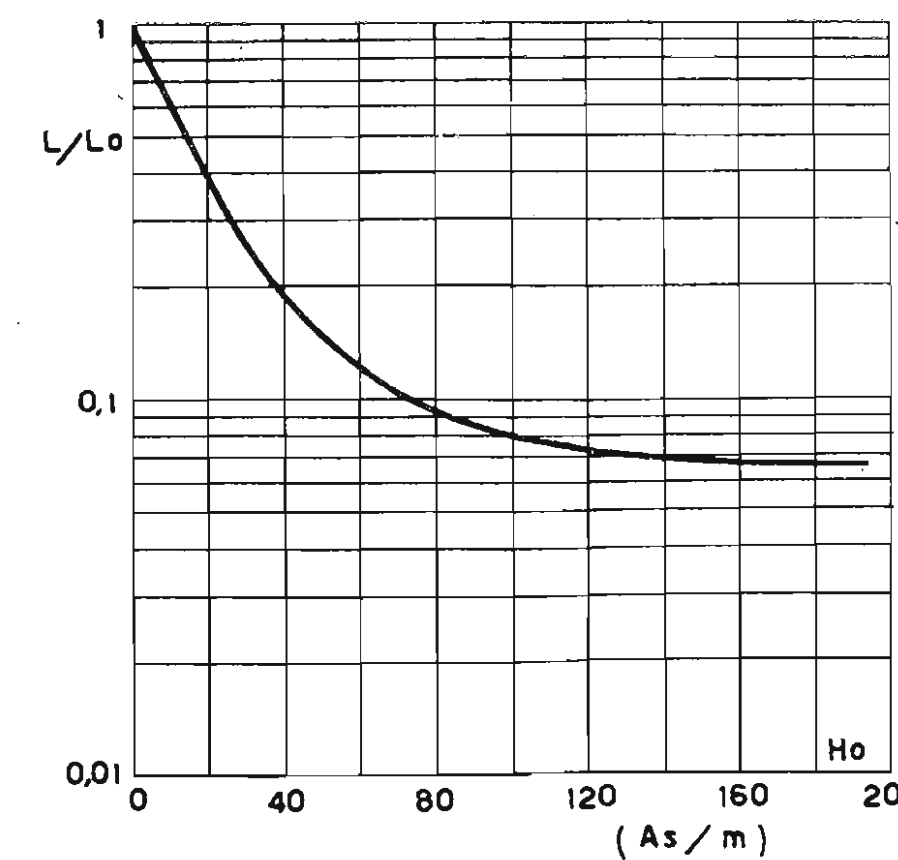



Fig. 9. — Variazione dell'induttanza misurabile ai morsetti 1 e 1 di un reattore del tipo schematizzato nella figura 5 ed avente le caratteristiche (Bd Hd) rappresentate nella figura 7, in funzione della componente continua H_0 del campo magnetizzante (ossia in funzione della corrente continua circolante nell'avvolgimento B, legata ad H_0 da un fattore di proporzionalità); L_0 = induttanza che si ha con $H_0 = 0$.

Secondo il diagramma della figura 9, rilevato sul medesimo elemento a cui si riferiscono le caratteristiche (B_d, H_d) riportate nelle figure 6 e 7, una diminuzione di tale induttanza di circa 10 volte si ottiene con una intensità del campo saturante H_0 di appena 75 amperspire/m. In reattori di piccole dimensioni (del tipo impiegato nelle applicazioni in oggetto) ciò consente di limitare la corrente continua di comando a valori dell'ordine del milliampere e di ottenere la regolazione del reattore con tubi elettronici a basso consumo anodico ed elevata resistenza interna con evidenti vantaggi di ordine pratico e funzionale. Invero, anche con potenze in giuoco molto ridotte, si rende possibile una rapidità di comando che soddisfa largamente alle esigenze della soppressione dinamica; tempi di regolazione dell'ordine di 0,01 ÷ 0,03 secondi sono infatti raggiungibili senza eccessive difficoltà.

Il circuito equivalente elettrico di un reattore saturabile è rappresentato, in forma semplificata, nella figura 10.

Per quanto si riferisce alla stabilità nel tempo, il reattore saturabile offre ampie garanzie; basti ricordare che le doti di stabilità e robustezza degli amplificatori magnetici sono in gran parte dovute all'impiego di esso.

4. Reti filtranti con reattore saturabile bilanciato.

Stabilita, in base ai dati sperimentali ed alle considerazioni precedentemente esposte, l'idoneità del reattore saturabile bilanciato a far parte di reti filtranti lineari a comando elettrico, il problema si riduce alla ricerca dei circuiti atti a soddisfare prestabilite esigenze di responso.

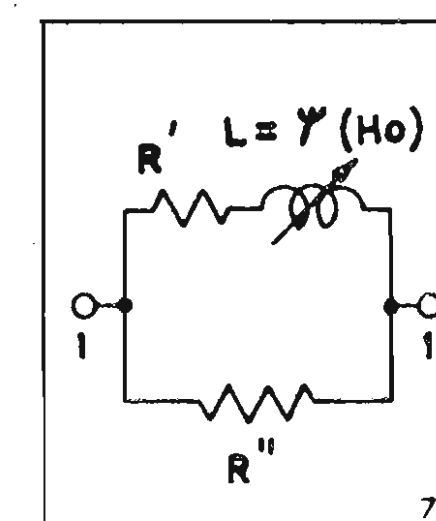
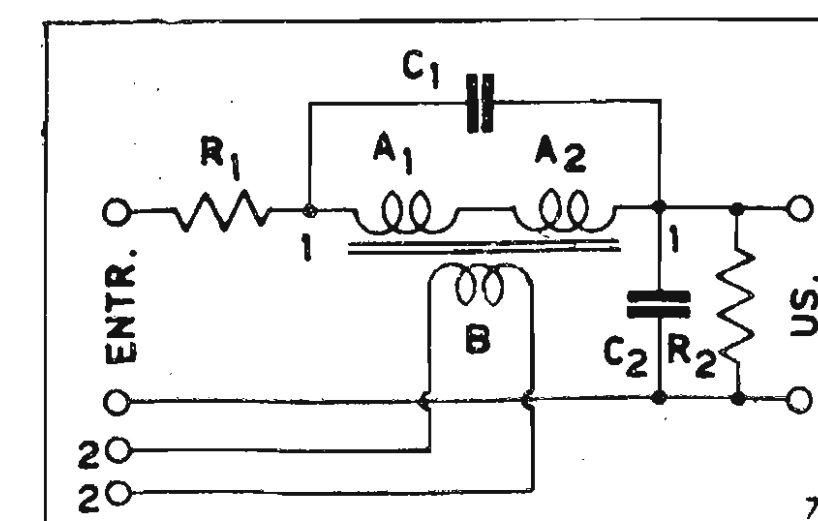



Fig. 10 Fig. 11

Fig. 10. — Circuito equivalente semplificato di un reattore saturabile del tipo schematizzato in figura 5, visto dai morsetti 1 e 1; R' = resistenza ohmica della coppia di avvolgimenti A_1 A_2; R'' = resistenza di perdita per correnti indotte nel nucleo; $L = \psi(H_0)$ = induttanza degli avvolgimenti A_1 A_2, funzione del campo saturante H_0. Si sono trascurate la capacità parassita degli avvolgimenti, la resistenza di perdita per effetto di isteresi e l'aumento di resistenza per effetto pellicolare.

Fig. 11. — Schema di principio di un filtro dinamico passabasso basato sull'impiego di un reattore saturabile bilanciato. La corrente di comando viene inviata ai morsetti 2 e 2.

Fra le molte soluzioni possibili, una, particolarmente semplice ed efficiente, è rappresentata in linea di principio, nella figura 11. Si tratta di un filtro passabasso realizzato con un solo elemento induttivo costituito dagli avvolgimenti reattivi A_1 e A_2 di un reattore saturabile. Il condensatore C_1, collegato in parallelo con detti avvolgimenti, determina con essi un'antirisonanza alla quale corrisponde un'attenuazione teoricamente infinita e praticamente limitata, per effetto delle perdite, ad una trentina di decibel. Il valore di C_1 è scelto in modo che, in assenza di campo saturante H_0, ossia in assenza di corrente di comando nell'avvolgimento di premagnetizzazione B (ciò che corrisponde al massimo valore induttivo di A_1 e A_2), l'attenuazione massima si abbia in prossimità del limite superiore della gamma delle frequenze musicali (∼15 000 Hz). Tale scelta è giustificata dal fatto che detto limite s'identifica anche con l'estremo superiore della banda passante di un complesso di riproduzione di alta qualità. Il condensatore C_2 determina l'entità dell'attenuazione massima nonchè l'andamento del responso nella gamma di pertinenza del fruscìo; esso serve anche ad evitare una eccessiva diminuzione dell'attenuazione al di sopra dei 15 000 Hz.

Le resistenze R_1 e R_2 fungono da elementi smorzatori impedendo la formazione di picchi di risonanza.

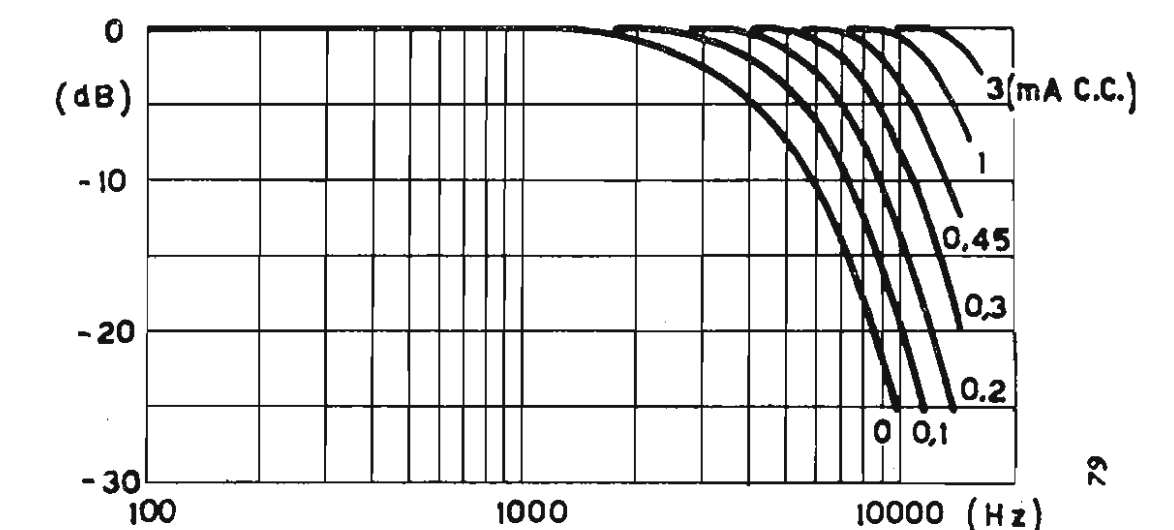



Fig. 12. — Curve di responso di un filtro a permeabilità variabile del tipo schematizzato nella figura 11. Si è assunto come parametro delle curve l'intensità della corrente continua di comando fluente nell'avvolgimento di premagnetizzazione B del reattore saturabile (valori in mA).

In presenza di una corrente di comando circolante nell'avvolgimento B, l'induttanza degli avvolgimenti A_1 e A_2 diminuisce e la frequenza corrispondente all'attenuazione massima aumenta variando anche l'intero andamento del responso. Con un conveniente dimensionamento dei vari elementi si perviene a caratteristiche che, agli effetti della soppressione del fruscìo, risultano molto soddisfacenti.

Incidentalmente rileviamo che il circuito della figura 11 presenta anche la favorevole caratteristica di una bassa distorsione di fase entro la banda passante; invero la massima rapidità di variazione della fase si verifica in corrispondenza dell'antirisonanza del ramo serie, ossia della frequenza di massima attenuazione; non possono quindi aver luogo effetti di persistenza, percettibili all'orecchio, quali si riscontrano in molti filtri classici nei quali la distorsione di fase è massima in prossimità della frequenza di taglio (ove l'attenuazione è pressochè nulla) [5].

La figura 12 rappresenta una famiglia di curve di responso rilevate su di un filtro passabasso del tipo schematizzato nella figura 11; ogni curva si riferisce ad una determinata intensità della corrente continua

[5] La distorsione di fase (relazione non lineare tra sfasamento e frequenza) determina una distorsione dei transitori che si esplica con una più o meno lunga persistenza delle componenti del segnale per le quali la derivata della fase rispetto alla frequenza è massima. Si veda in proposito: ZANARINI G.: *Sensibilità dell'orecchio alla distorsione di fase.* «Elettronica», II, agosto 1947, p. 216; ZANARINI G.: *La fedeltà nella riproduzione elettroacustica dei suoni.* Parte III. «Elettronica», II, settembre 1947, p. 267.

di comando che fluisce nell'avvolgimento di premagnetizzazione B del reattore saturabile (il valore in mA di detta corrente è indicato sul lato destro di ogni curva). Assumendo, come d'uso, che la frequenza di taglio corrisponda ad una attenuazione di 3 dB, si ha che un incremento di essa dell'ordine di due ottave, rispetto al valore minimo, comporta una variazione della corrente di comando da zero a circa 1 mA.

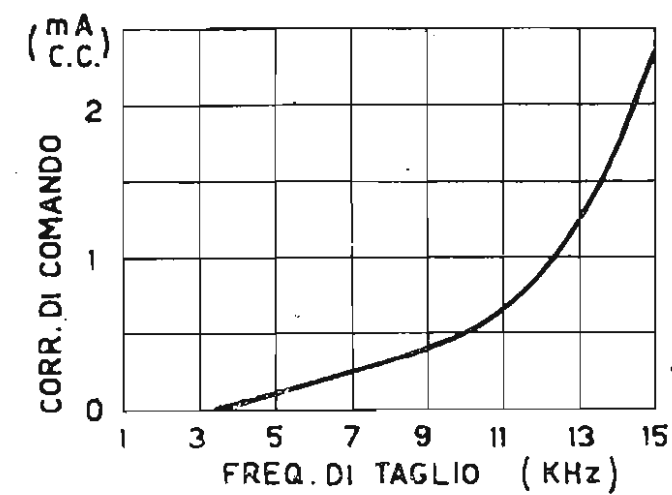



Fig. 13. — Relazione tra la frequenza di taglio (ascisse) e la corrente continua di comando (ordinate: valori in mA), nel medesimo filtro a cui si riferiscono le curve di responso della figura 12.

La relazione fra la corrente di comando e la frequenza di taglio è visibile in figura 13.

La pendenza delle varie curve, in corrispondenza della frequenza di taglio, non è costante ma risulta tanto minore quanto più detta frequenza è bassa.

Tale andamento lungi dal costituire un difetto, favorisce la naturalezza della riproduzione perchè impedisce la formazione del cosiddetto tono telefonico caratteristico dei responsi con taglio ripido nella zona dei 2000 ÷ 4000 Hz [6].

Curve di responso simili a quelle indicate, ma traslate in frequenza, si ottengono facilmente variando le costanti del filtro. Sono pure realizzabili reti filtranti di altro tipo sulle quali, per brevità, sorvoliamo.

5. Struttura circuitale del nuovo soppressore dinamico.

Il nuovo apparecchio è costituito dalla combinazione di un filtro passabasso del tipo illustrato nel precedente paragrafo, con un conveniente sistema di regolazione automatica.

Una forma di realizzazione molto semplice è schematicamente rappresentata nella figura 14.

Il filtro passabasso del tipo schematizzato in figura 11 è inserito fra uno stadio amplificatore di tensione ed uno stadio ad uscita catodica (cathode follower) la cui funzione è di provvedere ad una bassa impedenza di uscita e di eliminare interazioni fra il circuito esterno ed il filtro. I due stadi utilizzano le due sezioni V_1 e V_2 di un doppio triodo ad alto μ. Il tubo V_1 è preceduto da un potenziometro P_1 che consente di regolare il livello dell'audio-segnale in guisa da non superare il limite massimo imposto da un comportamento lineare del reattore saturabile.

Il sistema regolatore utilizza anch'esso un doppio triodo ad alto μ (V_3 e V_4) eguale al precedente, nonchè un doppio diodo V_5 e V_6. Il triodo V_3 funge da amplificatore di tensione ed è pilotato da un audio-segnale che proviene dall'anodo di V_1 attraverso una rete selettiva comprendente gli elementi C_3, P_2, C_4, R_4, C_5, R_6. La funzione di questa rete è di rendere variabile con la frequenza la sensibilità del sistema regolatore. Essa è dimensionata in modo che l'andamento del responso sull'anodo di V_3 risulti rapidamente crescente con la frequenza sino a 3000 Hz all'incirca, sia poi costante sino a 5000 ÷ 6000 Hz, infine lentamente decrescente oltre tale limite (quest'ultima condizione si ottiene sfruttando l'effetto Miller [7] del triodo V_3: all'uopo basta assegnare un conveniente valore ad R_6). L'amplificazione del sistema può essere variata agendo sul potenziamento P_2.

L'opportunità di una regolazione selettiva discende dal fatto che non sempre i medi ed alti livelli di segnale presentano uno spettro molto esteso nella gamma delle frequenze elevate (in altri termini, vi sono situazioni caratterizzate da segnali relativamente intensi e privi, o quasi, di componenti di frequenza elevata); ora se lo spostamento della frequenza di taglio del filtro passabasso dipendesse unicamente dal livello del segnale (comando aperiodico) potrebbe verificarsi l'inconveniente di una banda passante eccessivamente ampia in rapporto all'estensione utile dello spettro di frequenza del segnale medesimo con conseguente peggioramento del rapporto « segnale-fruscio ». Per eliminare tale eventualità è dunque necessario dotare il sistema regolatore di convenienti proprietà discriminatrici nei confronti non solo dell'ampiezza, ma

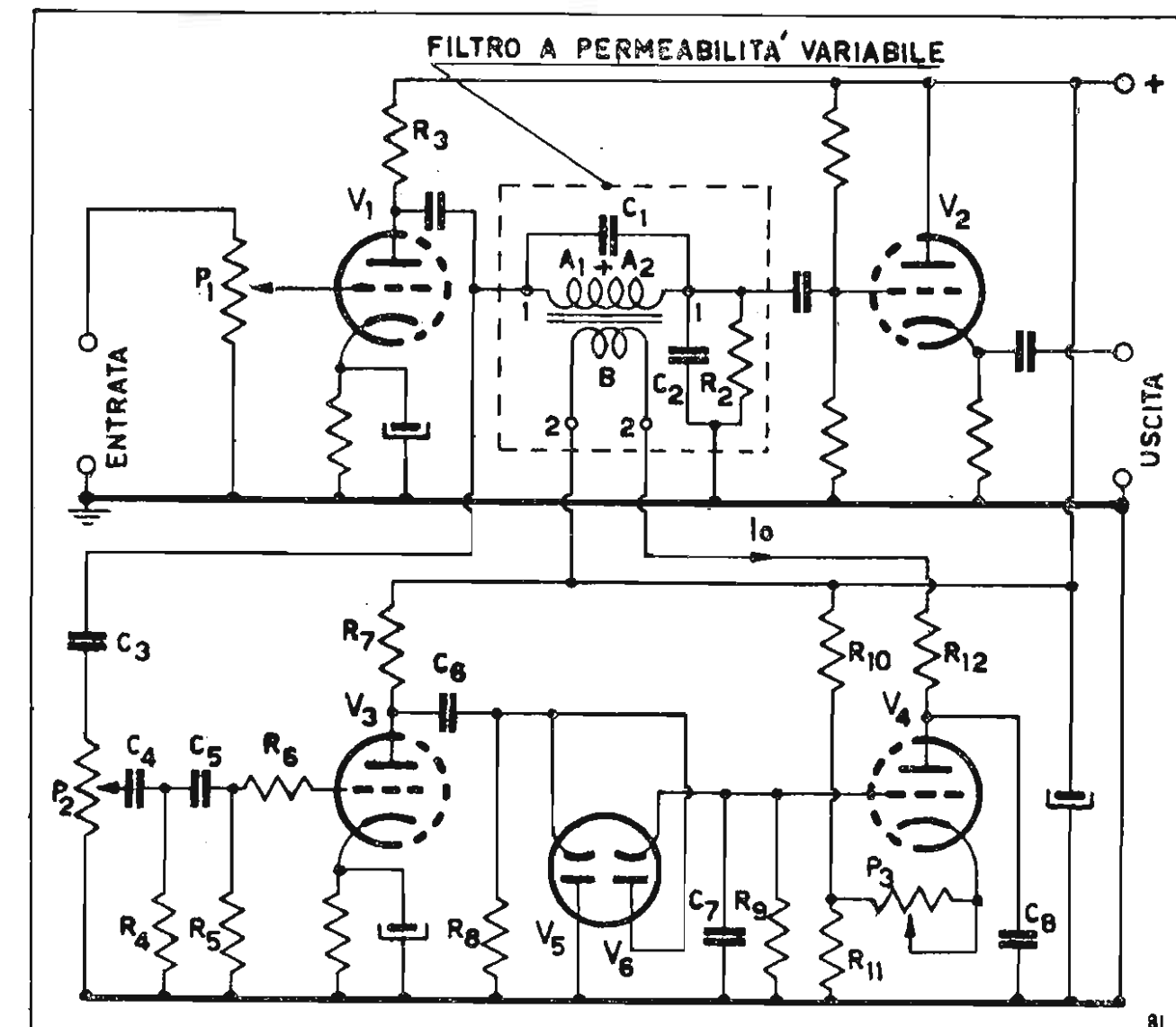



Fig. 14. — Schema di principio di un soppressore dinamico di fruscio a permeabilità variabile.

anche della composizione spettrale dell'audio-segnale entrante.

La diminuzione della sensibilità al di sopra dei 5000 ÷ 6000 Hz serve ad evitare che con dischi molto logori e, quindi, con fruscio particolarmente intenso il comando del filtro venga effettuato dal fruscio medesimo con risultati contrari a quelli desiderati.

Il segnale amplificato del triodo V_3 viene rettificato in un circuito raddoppiatore di tensione comprendente i diodi V_5 e V_6 e gli elementi C_6 R_8, C_7 ed R_9 (agli effetti di un corretto funzionamento del sistema il raddoppiamento della tensione non è strettamente indispensabile). Le costanti di tempo R_8 C_6 ed R_9 C_7 sono dell'ordine di 0,01 secondi: esse non sono affatto critiche.

La tensione rettificata, positiva rispetto alla massa del circuito, comanda il triodo V_4 che funge da relè elettronico. Il partitore di tensione R_{10}-R_{11} è dimensionato in modo da portare il triodo V_4 al limite dell'interdizione (corrente anodica nulla) in assenza di segnale. L'anodo di V_4 è infine collegato al positivo anodico attraverso il resistore R_{12} e all'avvolgimento di premagnetizzazione del reattore saturabile, tra loro connessi in serie.

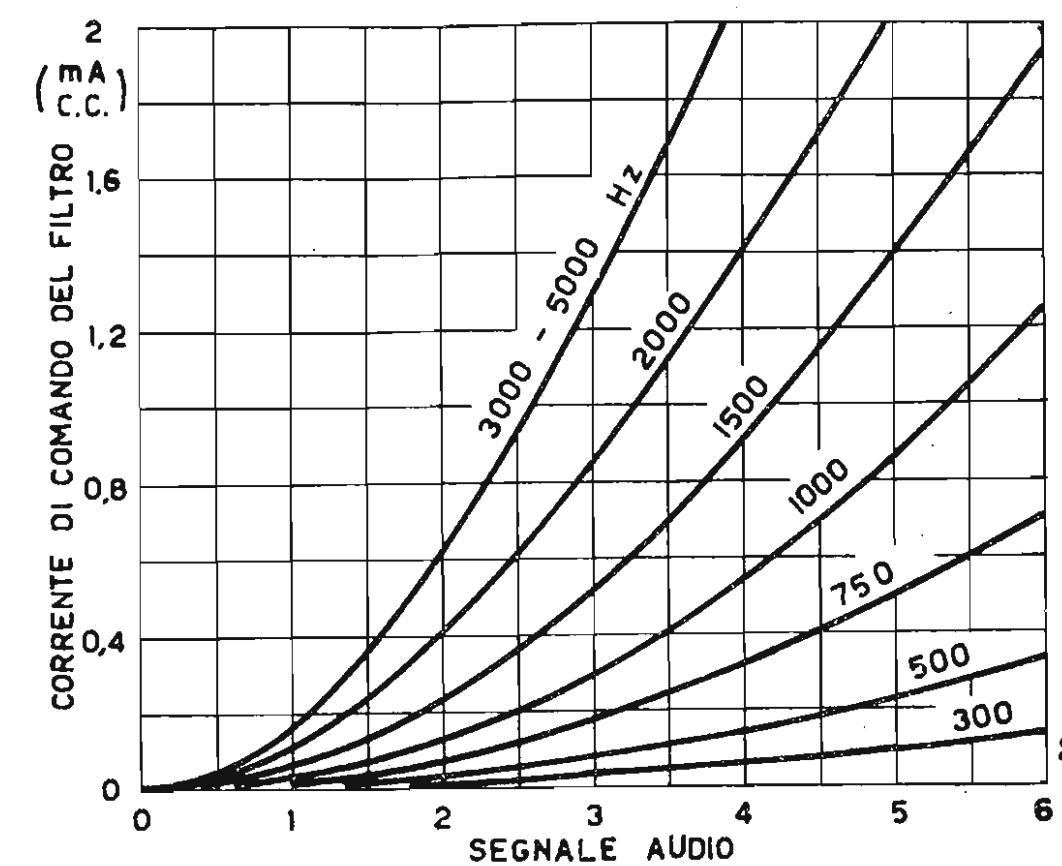



Fig. 15. — Relazione fra l'ampiezza dell'audio-segnale entrante (ascisse: scala arbitraria) e la corrente anodica I_a del triodo V_4 per alcuni valori della frequenza. Il diagramma si riferisce al sistema schematizzato nella figura 14.

Il condensatore C_8 derivato fra l'anodo di V_4 e la massa serve per attenuare le componenti alternative della corrente di comando del reattore; il suo valore è dell'ordine di 1000 ÷ 2000 pF; il resistore R_{12}, di 20 ÷ 30 kiloohm, impedisce la formazione di un regime oscillatorio fra il condensatore C_8 e detto avvolgimento di premagnetizzazione.

Il potenziometro P_3, connesso come resistore regolabile in serie con il catodo di V_4, serve per aggiustare ad un valore conveniente la pendenza effettiva del tubo medesimo.

Il funzionamento del sistema regolatore è interpretato dai diagrammi della figura 15 che illustrano per alcune frequenze la relazione intercorrente fra la corrente anodica del triodo V_4 (che è la corrente di comando del filtro passabasso) e l'ampiezza dell'audio-segnale; la scala di quest'ultima (ascisse) non è stata definita per il motivo che essa dipende dalla regolazione di P_2. Le reali caratteristiche di responso dell'intero apparecchio in funzione dei parametri dell'audio-segnale, possono essere dedotte dai diagrammi della figura 13 assegnando al parametro delle curve i valori forniti dal grafico della figura 15.

Per la messa a punto dell'apparecchio basta regolare una volta tanto i potenziometri P_1 e P_3. Il grado di soppressione ottimo, che è variabile da disco a disco, deve essere invece ricercato di volta in volta regolando P_2 sino ad ottenere il risultato che maggiormente soddisfa all'orecchio.

È necessario infine tener presente che la regolazione del volume deve essere effettuata a valle del soppressore al fine di evitare una non desiderabile dipendenza delle caratteristiche di soppressione dal livello della riproduzione.

6. Risultati sperimentali.

Per accertare le reali possibilità del sistema descritto sono stati effettuati diversi esperimenti di audizione utilizzando un'apparecchiatura di BF di alta qualità e provvedendo mezzi per includere, escludere e confrontare rapidamente gli apparecchi in esame.

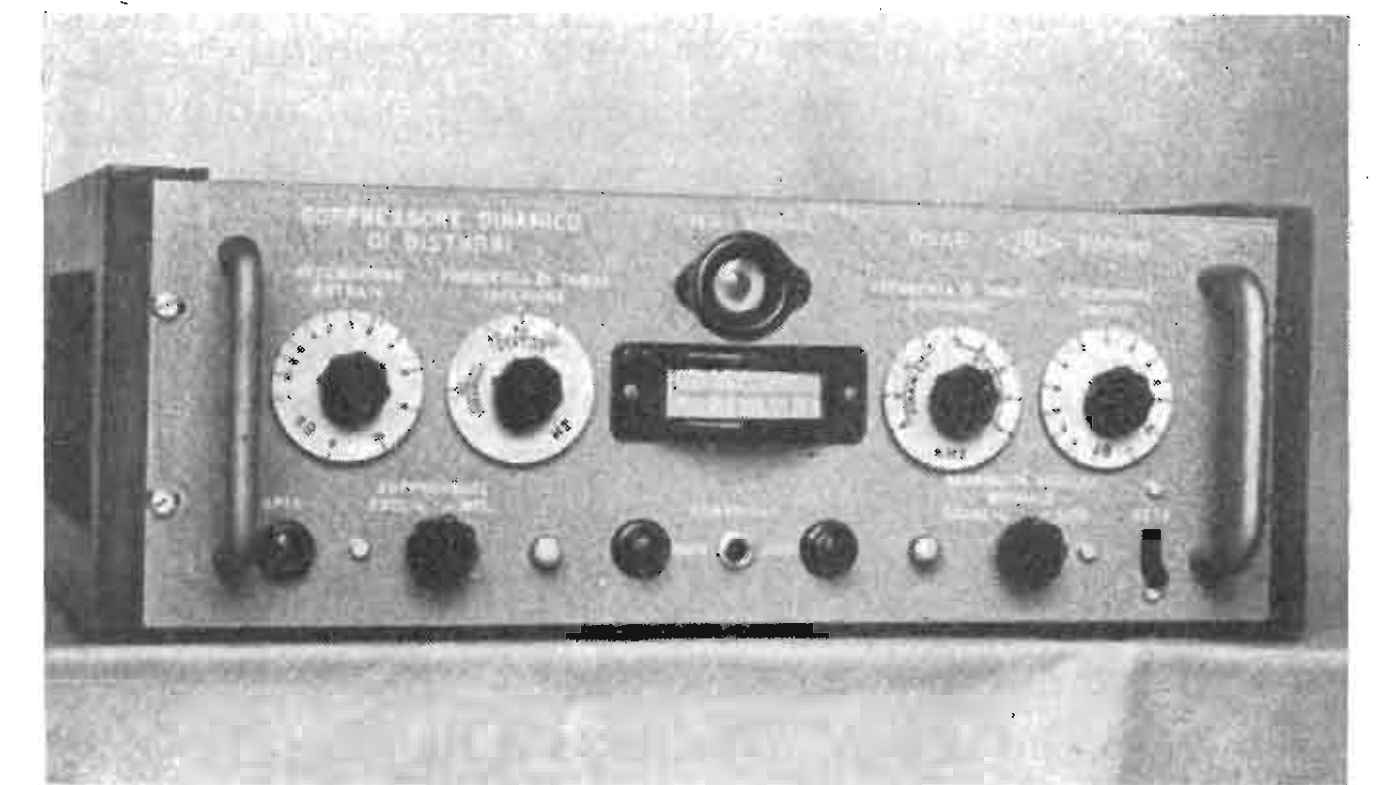
Le prove sono state effettuate con soppressori dinamici del tipo schematizzato nella figura 14 e con altri, più complessi, adatti per usi professionali.

In una prima serie di prove, eseguite con audiosegnali tratti da registrazioni magnetiche e da radiotrasmissioni a MF di eccellente qualità, si è avuta conferma dell'assenza di distorsioni e di disturbi di regolazione percettibili all'orecchio.

Altri esperimenti effettuati con dischi a larga banda, nuovi o in perfetto stato di conservazione, hanno fornito i seguenti risultati: il fruscio, notevole senza soppressore, scompare quasi totalmente includendo il medesimo senza che si notino perdite di fedeltà apprezzabili; non si verificano « comete » di fruscio.

Inserendo invece un soppressore statico regolato in modo da fornire la medesima attenuazione del fruscio, la fedeltà della riproduzione risulta gravemente compromessa.

Si è notato che il soppressore dà luogo ad un sensibile aumento della dinamica e a un'apparente diminuzione della riverberazione; tali effetti sono presumibilmente dovuti l'uno alla progressiva espansione della banda passante durante i crescendo e l'altro alla rapida compressione durante i decrescendo.

Con dischi logori i risultati sono meno brillanti a causa della evidente impossibilità di eliminare le distorsioni derivanti dal cattivo stato del solco di registrazione; poichè tali distorsioni interessano generalmente i toni acuti e gli alti livelli di segnale, esse vengono poste in evidenza dall'azione del soppressore; per ridurne l'entità è necessario contenere il valore

Soppressore dinamico di disturbi a permeabilità variabile di tipo professionale, attualmente in esercizio presso Radio TORINO (cortesia della OSAE).

massimo della frequenza di taglio del filtro passabasso entro limiti più modesti rinunciando alla piena espansione di gamma. Ciò nonostante il soppressore dinamico, se convenientemente regolato, conserva, nei confronti dell'usuale soppressore statico, un vantaggio notevole, se pur minore di quello conseguibile con dischi non deteriorati.

23)

[6] Il tono telefonico è dovuto a un effetto di persistenza delle frequenze prossime a quella di taglio o coincidenti con essa. Esso è una conseguenza della distorsione di fase a cui si è accennato in precedenza.

[7] Chiamando con C_{gk} la capacità griglia-catodo, C_{ga} la capacità anodo-griglia e A la componente reale e negativa del guadagno in tensione di un tubo amplificatore si ha:

$$C_e = C_{gk} + C_{ga} + AC_{ga}$$

ove C_e è la capacità di entrata del tubo nelle condizioni di funzionamento considerate. La componente AC_{ga} della capacità d'ingresso sussiste, evidentemente, soltanto in regime dinamico in quanto è legata ad A: essa costituisce per l'appunto l'effetto Miller. Negli stadi amplificatori a resistenza facenti uso di triodi ad alto coefficente di amplificazione, essa rappresenta la parte preponderante di C_e; per esempio pasto $A = 50$ e $C_{ga} = 2$pF, risulta $AC_{ga} = 100$pF, valore alquanto superiore a quello della componente statica $C_{gk} + C_{ga}$ il cui ordine di grandezza non supera i 5 ÷ 6pF. Negli amplificatori a resistenza l'effetto Miller determina una diminuzione del guadagno in tensione al crescere della frequenza, tanto più accentuata quanto più alta è la resistenza del circuito d'ingresso.

CONDIZIONI ATTUALI DELLA RADIODIFFUSIONE AD ALTE FREQUENZE

Dott. Ing. LUIGI SPONZILLI
della RAI

SOMMARIO - I tentativi effettuati da varie Conferenze mondiali per elaborare un piano di attribuzione di frequenze alla radiodiffusione ad alte frequenze non hanno raggiunto finora lo scopo prefisso. Ma da tali tentativi appariscono, oltre le reali difficoltà di problema anche l'ordine di grandezza delle assegnazioni cui ciascun paese potrebbe aspirare, e la necessità di considerevoli sacrifici da parte di tutti se si desidera che nuovi futuri tentativi ottengano un successo.

SOMMAIRE - Les efforts accomplis par les Conférences mondiales pour l'élaboration d'un plan d'attribution de fréquences à la radiodiffusion à hautes fréquences, jusqu'à ce moment n'ont pas atteint leur but. Il apparaît cependant de ces efforts non seulement les difficultés du problème, mais aussi l'ordre de grandeur des attributions auxquelles chaque pays pourrait aspirer, et la nécessité de sacrifices considérables de leur part si on désire que des nouvelles futures tentatives aboutissent à quelque succès.

SUMMARY - All attempts so far effected for developping a plan for the allocation of frequencies to high-frequencies broadcasting stations, by various world Conferences, have not been successful. These attempts, however, point out not only the real difficulties of the problem, but also the order of magnitude of the allocations which the Countries could obtain, and the necessity for each of them to sacrify something in order to secure the success of any future plan.

1. Premessa.

Al termine della seconda guerra mondiale, con la ripresa dei normali rapporti internazionali e della riorganizzazione dei servizi di telecomunicazioni in tutto il mondo, un tentativo fu intrapreso, unico nel suo genere, per coordinare su base mondiale tutti i servizi di radiodiffusione ad alte frequenze, per quanto riguarda la parte tecnica.

Per tale coordinazione si intendeva e si intende un piano di attribuzione delle frequenze alle singole stazioni di radiodiffusione situate in tutte le parti del mondo, con caratteristiche tecniche tali da permettere la trasmissione di certi programmi verso i rispettivi paesi di destinazione, con un minimo di disturbi reciproci.

Detto tentativo era intrapreso per la prima volta perchè, prima della guerra, nessun piano del genere era mai stato elaborato, e l'uso delle frequenze per le stazioni di radiodiffusione ad alte frequenze avveniva con una procedura di notificazione e di priorità che in pratica non aveva permesso, come non poteva permettere, un'equa distribuzione delle frequenze disponibili ai vari paesi secondo le reali necessità, o almeno in proporzione a queste.

È noto che invece, nel campo della radiodiffusione a basse e medie frequenze (onde lunghe e medie), certi piani di attribuzione avevano potuto essere elaborati in più riprese, accettati da una grande maggioranza di paesi, modificati secondo l'evoluzione delle necessità e delle situazioni, e sono tuttora in vigore. Si tratta però di problemi più semplici, perchè la propagazione delle basse e medie frequenze ha portata limitata a determinate regioni, ed inoltre perchè la finalità di queste trasmissioni è sostanzialmente diversa da quella della radiodiffusione ad alte frequenze.

La propagazione delle alte frequenze, comprese tra circa 6 MHz ed oltre 27 MHz, interessa invece tutto il mondo, nel senso che una stazione con frequenza compresa nella gamma suddetta, almeno in determinate stagioni e momenti della giornata, può essere sentita in parti del mondo anche fra le più distanti dalla località ove è situata la stazione.

È quindi evidente e naturale che gli accordi internazionali per l'assegnazione delle alte frequenze devono essere presi in una sede ove tutti i paesi del mondo possano essere rappresentati.

Il tentativo di elaborare un piano di attribuzione delle alte frequenze alla radiodiffusione ebbe la sua origine ad Atlantic City, dove si tenne nel 1947 la prima Conferenza mondiale delle radiocomunicazioni dopo la guerra mondiale. Da allora varie Conferenze mondiali e riunioni di Commissioni internazionali ebbero luogo per cercare di arrivare ad un accordo sulla base di un piano. Furono queste la Commissione di Ginevra-Messico, la Conferenza di Città di Messico, la Commissione di Parigi, la Conferenza di Firenze-Rapallo, le quali, pur avendo svolto un lavoro immenso e compiuto dei progressi considerevoli, non poterono giungere ad un accordo definitivo per varie ragioni, fra le quali è compresa l'evoluzione della situazione politica internazionale.

È così che la Conferenza Firenze-Rapallo, come si dirà in seguito, fu aggiornata nell'agosto 1950, senza che una data per la sua ripresa fosse in alcun modo fissata od anche solamente proposta.

Il problema però fu ancora affrontato e trattato nella recente Conferenza internazionale di Ginevra (agosto-dicembre 1951) la quale aveva per scopo, se non proprio la compilazione della lista delle frequenze di tutte le stazioni di tutti i servizi delle radiocomunicazioni del mondo, almeno l'elaborazione di certi metodi che permettessero, con un minimo di disturbi reciproci, il funzionamento di quei servizi che non avessero potuto elaborare un piano.

I problemi della radiodiffusione ad alte frequenze rientravano quindi nella competenza della Conferenza

di Ginevra la quale però, in seguito all'esperienza recente di Rapallo, e nonostante i tentativi di alcune delegazioni, non ritenne possibile affrontare di nuovo l'elaborazione di un piano con qualche probabilità di successo. La Conferenza di Ginevra, sempre per quanto riguarda la radiodiffusione ad alte frequenze, giunse ad un accordo su certi metodi, di cui si dirà più avanti, che dovrebbero permettere gradualmente, negli anni futuri, un assestamento della situazione, gettando le basi per l'elaborazione di un piano a cui si dovrebbe giungere in avvenire, quando i tempi saranno più maturi e la situazione internazionale lo permetterà.

Se la Conferenza di Rapallo, come si è detto, chiude il ciclo vero e proprio dei tentativi di elaborazione di un piano, la Conferenza di Ginevra suggella questa chiusura e organizza in qualche modo il periodo durante il quale la radiodiffusione ad alte frequenze dovrà svolgere i suoi servizi senza piano, ma nel tempo stesso dovrebbe avvicinarsi al momento in cui l'elaborazione di un piano diventasse possibile.

Dopo questa premessa diamo un cenno dei lavori svolti dalle singole Conferenze e Commissioni, non soltanto per interesse storico, ma perchè essi dànno un'idea delle reali difficoltà del problema, dei mezzi che potranno essere adoperati per risolverlo e dei limiti effettivi sia pure approssimati entro i quali i servizi di radiodiffusione dovranno essere contenuti se in avvenire si vorrà giungere ad un risultato.

2. La Conferenza di Atlantic City per le alte frequenze.

Questa Conferenza (¹), che fece immediatamente seguito a quella mondiale delle radiocomunicazioni tenuta nella stessa città nel 1947, si rese subito conto che nel breve periodo di tempo disponibile non era possibile arrivare a una conclusione definitiva.

La Conferenza di Atlantic City, prevista la convocazione di una nuova Conferenza a Città di Messico a partire dall'ottobre 1948, si limitò a porre il problema che doveva essere successivamente affrontato e risolto, e formulò alcune raccomandazioni di carattere tecnico ad uso della successiva Conferenza.

La Conferenza mondiale delle radiocomunicazioni, nell'elaborare il nuovo regolamento generale che doveva sostituire quello del Cairo in vigore dal 1938, aveva assegnato alla radiodiffusione nuove gamme di frequenze, nel complesso più larghe, benchè solo di poco, di quelle stabilite nella Conferenza del Cairo.

La tabella seguente indica per ciascuna gamma delle alte frequenze, le rispettive larghezze come furono stabilite nella Conferenza di Atlantic City in confronto a quelle in vigore dopo la Conferenza del Cairo.

Nella tabella è stata omessa la gamma di 26 MHz (che per definizione appartiene anche alle alte frequenze), perchè di interesse assai minore dal punto di vista della propagazione; e precisamente perchè il problema delle assegnazioni delle frequenze di questa gamma ai suoi scarsi utenti non presenta eccessive difficoltà.

È appena necessario ricordare che le frequenze superiori a 27,5 MHz appartengono alle cosiddette « altissime frequenze » e non sono oggetto del presente studio.

Così pure nella gamma compresa tra 1605 kHz e 5950 kHz esistono varie gamme assegnate alla radiodiffusione. Tutte queste, tranne una, sono attribuite ai servizi di radiodiffusione tropicale, e l'assegnazione delle rispettive frequenze esula pure dall'oggetto del presente studio. Infine un'ultima gamma compresa tra 3950 kHz e 4000 kHz è pure attribuita alla radiodiffusione. Ma anche l'assegnazione delle frequenze di questa gamma non era di competenza delle Conferenze speciali previste per la radiodiffusione ad alte frequenze.

Pure con tale incremento, frutto di una lotta fra i rappresentanti dei servizi di radiodiffusione e quelli di altri servizi, le gamme attuali sono tuttavia ben lontane dal soddisfare tutte le richieste e tutte le necessità, come ben si è potuto constatare in seguito. Tuttavia anche gli altri servizi avevano ed hanno le loro esigenze, ed era difficile pretendere da essi maggiori sacrifici in favore della radiodiffusione.

Ad Atlantic City fu per la prima volta fissato il principio di assegnare alle stazioni non già frequenze per tutta la durata di una giornata, ma solamente per una parte di essa, assegnando così ore-frequenza invece che frequenze. Le alte frequenze si propagano infatti in generale in modo diverso secondo la stagione dell'anno, il numero delle macchie solari, l'ora della giornata e il luogo di destinazione. Quindi una frequenza, adatta per effettuare una trasmissione verso una determinata destinazione in una certa ora, non sarà più in generale adatta a quella destinazione in ore differenti e dovrà essere sostituita.

Era quindi naturale che una stessa frequenza potesse essere attribuita nella medesima giornata, in momenti differenti, non soltanto a una stessa stazione con destinazioni differenti ma anche a stazioni appartenenti a differenti paesi.

Questo vale per il cosiddetto « uso non simultaneo » della stessa frequenza, che rappresenta appunto

(¹) SACCO L.: *Le conferenze Radio internazionali di Atlantic City.* « Elettronica », III, marzo 1948, p. 103.

TABELLA *A*

TABELLA DELLE LARGHEZZE DELLE GAMME ATTRIBUITE ALLA RADIODIFFUSIONE AD ALTE FREQUENZE DALLA CONFERENZA DI ATLANTIC CITY (1947) E DA QUELLA DEL CAIRO (1938):

GAMMA	6 MHz	7 MHz	9 MHz	11 MHz	15 MHz	17 MHz	21 MHz
Conferenza di Atlantic City (1947)	5950 ÷ 6200 kHz	(²)7100 ÷ (³)7300 kHz	9500 ÷ 9775 kHz	11700 ÷ 11975 kHz	15100 ÷ 15450 kHz	17700 ÷ 17900 kHz	21450 ÷ 21750 kHz
Conferenza del Cairo (1938)	6000 ÷ 6200 kHz	(²) 7200 ÷ 7300 kHz	9500 ÷ 9700 kHz	11700 ÷ 11900 kHz	15100 ÷ 15350 kHz	17750 ÷ 17850 kHz	21450 ÷ 21750 kHz

(²) Gamma attribuita solamente alle stazioni non situate nei continenti americani.
(³) La gamma tra i 7100 ed i 7150 kHz è condivisa con i « Dilettanti ».

il principio del frazionamento di una frequenza in differenti ore-frequenza da distribuire opportunamente.

Ma ad Atlantic City fu pure enunciato il principio dell'« uso simultaneo » di una stessa frequenza, che è quello comunemente adottato nelle medie frequenze dalle cosiddette « stazioni a frequenza condivisa » ma che per ragioni di propagazione è di ben più difficile applicazione nel campo delle alte frequenze.

Questo principio, destinato evidentemente ad economizzare al massimo le scarse frequenze disponibili, fu applicato in seguito come si vedrà con un metodo appositamente sviluppato per il calcolo delle protezioni fra stazioni a frequenza condivisa nel campo delle alte frequenze.

Nella stessa Conferenza si accennò pure alle delicate questioni attinenti alla priorità fra i vari tipi di radiodiffusione, secondo la loro importanza relativa. Naturalmente i conflitti delle varie tendenze si manifestarono immediatamente e le dette questioni furono subito comprese tra quelle che dovevano essere affrontate, come effettivamente lo furono, in vasta misura, nella Conferenza di Messico.

3. La Conferenza di Città di Messico.

Per preparare i lavori della Conferenza di Messico fu costituita ad Atlantic City una Commissione di 5 paesi, la quale si riunì per lunghi mesi a Ginevra ed infine a Messico, immediatamente prima della Conferenza.

Non crediamo necessario entrare nei dettagli dei lavori di questa Commissione, la quale non raggiunse nemmeno l'unanimità nelle sue conclusioni, e preparò un rapporto nel quale già figurano, appena accennate, alcune delle varie tendenze che vennero a conflitto nella successiva Conferenza.

La Conferenza di Messico durò fino all'aprile del 1949, cioè oltre cinque mesi e mezzo, e si occupò dapprima della ricerca di un accordo sui princìpi generali atti all'elaborazione di un piano.

È a tutti evidente quale sarebbe stata l'utilità di poter raggiungere l'accordo nell'adozione di un meccanismo, specie di macchina per distribuire le ore-frequenza, dalla quale uscissero le attribuzioni spettanti a ciascun paese in base alle caratteristiche tipiche di ciascuno di essi.

La ricerca di una simile formula magica ha sempre sedotto coloro che si occuparono dell'elaborazione di piani di ripartizione di frequenze; e tentativi di tale genere furono infatti compiuti prima e durante le Conferenze per la ripartizione delle basse e medie frequenze, ma non arrivarono mai ad alcuna conclusione benchè si trattasse di condizioni più semplici e limitate.

La ricerca dei fattori in base ai quali debbono automaticamente attribuirsi le ore-frequenza costituisce la difficoltà principale, che fino ad ora si è manifestata insormontabile.

Tra questi fattori alcuni, come popolazione, estensione del territorio, numero delle lingue parlate e qualche altro, sono facili a valutare. Altri fattori, come quelli di natura culturale e storica, che pure assumono per certi paesi un'importanza fondamentale, sono difficilmente esprimibili in forma numerica. In tutti i casi poi, sia per i fattori numerici, sia per quelli non numerici, ben era difficile raggiungere un accordo sul peso da attribuire a ciascuno di essi nella formula finale che deve fornire come risultato le ore-frequenza spettanti a ciascun paese. D'altra parte, se anche l'accordo fosse stato raggiunto su una formula automatica, questa al più avrebbe potuto fornire i totali per paese. E l'insieme di questi totali non è ancora un piano, il quale deve comprendere ore-frequenza opportunamente ripartite nelle diverse gamme dello spettro e nelle diverse ore del giorno secondo le esigenze della propagazione e secondo le singole necessità in relazione alle destinazioni previste per i vari programmi. Inoltre una simile formula non terrebbe conto delle possibilità di condividere le frequenze tra diverse stazioni, possibilità di natura strettamente tecnica e variabile secondo le diverse gamme ed ore del giorno, secondo l'ubicazione geografica dei trasmettitori e dei paesi di destinazione, secondo i rapporti di protezione tollerabili, ecc.

La Commissione incaricata a Messico della ricerca dei princìpi generali concluse i suoi lavori con una risoluzione di scarso valore pratico, la quale riconosceva che nessun accordo unanime era stato ottenuto sui princìpi formali come pure sulle categorie di servizi di radiodiffusione alle quali conveniva attribuire la priorità.

Per riuscire accettabile a tutte le delegazioni, come effettivamente avvenne, la risoluzione menzionava, in forma esplicita oppure implicita, tutti i fattori dei quali si doveva tener conto nell'elaborazione del piano; cosicchè praticamente furono citati, almeno in forma qualitativa, i punti di vista delle singole delegazioni, come pure i punti di vista opposti, in forma parimenti qualitativa e non impegnativa rigorosamente per nessuno.

Contemporaneamente ai lavori della Commissione dei princìpi generali una Commissione tecnica si diede alla ricerca dei metodi e dei criteri strettamente tecnici da seguire nell'elaborazione del piano.

Tra le norme che, su proposta della Commissione tecnica, furono poi adottate dalla Conferenza, citiamo come essenziali le seguenti:

Separazione tra canali adiacenti: 10 kHz.

Larghezza della gamma di modulazione: normalmente 6400 Hz.

Distorsione non lineare: non deve oltrepassare il 5% quando la profondità di modulazione è del 90% per le frequenze di modulazione comprese tra 100 e 5000 Hz; o quando la profondità di modulazione è del 50% per le frequenze di modulazione comprese tra 5000 e 6400 Hz.

Potenza massima ammessa: quella indicata nel piano caso per caso. Tale potenza normalmente non deve oltrepassare i 120 kW (e in nessun caso i 240 kW).

Rapporti di protezione nel caso di uguale canale per l'emissione desiderata e per quella non desiderata: il rapporto tra il valore mediano dell'onda portante desiderata e il valore mediano della onda portante perturbatrice deve essere almeno 40 dB per assicurare un rapporto di regime stabile di almeno 23 dB durante il 90% dell'ora e il 90% dei giorni.

Rapporto di protezione nel caso di canali adiacenti per una larghezza della gamma delle frequenze di modulazione di 6400 Hz: il rapporto tra il valore mediano dell'onda portante desiderata e il valore mediano dell'onda portante perturbatrice deve essere almeno uguale a 3,5 (11 dB).

Segnale minimo da proteggere: 150 μV/m. Ciò significa che se il segnale utile è inferiore ai 150 μV/m, il segnale perturbatore ammesso, calcolato in rapporto

Tabella B

ASSEGNAZIONE DEL PIANO DI BASE (MESSICO)
(in ore per giorno, gamma per gamma e paese per paese)

Paesi della zona I	GAMMA (in MHz)							Totale delle assegnazioni
	6 MHz	7 MHz	9 MHz	11 MHz	15 MHz	17 MHz	21 MHz	
Africa del Sud	—	72	2	1	—	2	12	89
Albania	5	—	5	6 ½	5	—	—	21 ½
Andorra	1	—	—	—	—	—	—	1
Arabia saudita	16	—	—	5	—	—	—	21
Austria	12	8	7	4 ½	—	4	—	35 ½
Belgio	—	6	13	18	4	—	2	43
Bielorussia	—	7	16 ½	13 ½	12	—	5	54
Bulgaria	13	7	8	6	4	1	—	39
Cecoslovacchia	16 ½	—	8	22	15	12	4 ½	78
Città del Vaticano	14	9	11	10 ½	3	3 ½	2	53
Congo Belga	27	29	19	14 ½	8	—	—	97 ½
Danimarca (e Groenlandia)	3	—	5	6	1	2	1	18
Egitto	4	9	11	11	14	3 ½	3	55 ½
Etiopia	9 ½	5	14	8 ½	8 ½	3	7	55 ½
Finlandia	11 ½	—	7	6	4	3	3	34 ½
Francia	69	7	43	52	45	25 ½	6	247 ½
Germania (z. a.)	10	—	—	—	—	—	—	29 ½ (z. a., z. b., z. f., z. s.)
Germania (z. b.)	7	—	—	—	—	—	—	
Germania (z. f.)	6 ½	—	—	—	—	—	—	
Germania (z. s.)	6	—	—	—	—	—	—	
Grecia	—	1	3	1	1	—	—	6
Irlanda	4	—	—	9	3	—	2	18
Islanda	—	—	2	—	2	—	2	6
Italia	14	9	25 ½	16	7	11	10	92 ½
Libano	6	—	2	—	1	—	—	9
Liberia	—	—	—	7	6	—	6	19
Lussemburgo	5	9	—	3	2	1	1 ½	21 ½
Marocco e Tunisia	21	11 ¼	6	10 ½	4	2 ½	—	55 ¼
Monaco	17	—	8	1	—	—	—	26
Norvegia	8	8	18 ½	6	11	5	7	63 ½
Paesi Bassi	10	3	5	6	14	6	12 ½	56 ½
Polonia	19	9 ½	7 ½	16 ½	20	4	3	79 ½
Portogallo	11	18	11	16 ½	16	12 ½	4 ½	89 ½
Regno Unito	50 ¾	57 ¾	90	75	62	41 ½	74 ½	451 ½
Rodesia del Sud	—	—	2 ½	3	—	—	—	5 ½
Romania	18	17 ½	14 ½	11	10	4	5 ½	80 ½
Siria	4	11 ½	8	4	4	4	—	35 ½
Spagna	7	13 ½	10 ½	11	—	3	2	47
Svezia	18	—	—	22	11	1	4	56
Svizzera	8 ½	5	17	17 ½	10	11	8	77
Tangeri (U.S.A.)	—	—	3	8	25	—	—	36
Turchia	2	16	8	5 ½	4	2	7	44 ½
Ukraina	2	29	7	19	26	1	3	87
Ungheria	15	1	3	11	3	—	—	33
Yugoslavia	20	5	10 ½	8	15	12	10	80 ½
Totale delle ore assegnate	491 ¼	384	432	472 ½	380 ½	181	208	2549 ¼
Paesi della zona W								
Argentina	86	—	63	38	16	5	9	217
Bolivia	43	—	12	18	4	1	—	78
Brasile	88	—	63 ½	33	30	6 ½	6	227
Canadà	92 ½	—	31 ½	36 ½	22	7	2	191 ½
Cile	62	—	35	38	8	2	7 ½	152 ½
Columbia	24	—	32	14 ½	10	2	7	89 ½
Costarica	18	—	16	—	—	—	—	34
Cuba	46	—	41	28	8	6	3	132
Curaçao-Suriman	34	—	1	5	1	1	—	42
Dominicana (Rep.)	36	—	10	12	—	—	—	58
El Salvador	34	—	21	8 ½	—	1	—	64 ½
Equatore	38	—	12	6	6	2	8	72
Guatemala	44	—	20	—	3	2	5	74
Haïti	13	—	7	—	—	—	3	23
Honduras	22	—	4	—	—	—	—	26
Messico	51 ½	—	61	28	19 ½	6	12	178
Nicaragua	59 ½	—	17	14	—	—	—	90 ½
Panama	28	—	9	9	2	—	—	48
Paraguay	26	—	15	19 ½	—	—	—	60 ½
Perù	42	—	17	—	—	—	—	59
Stati Uniti di Am.	—	—	23	37	62	40 ½	38 ½	201
Uruguay	49	—	30	9	4	15 ½	8	115 ½
Venezuela	38	—	34 ½	17 ½	2	1 ½	7	100 ½
Totale delle ore assegnate	974 ½	—	575 ½	371 ½	197 ½	99	116	2334

a 150 μV/m, può ugualmente raggiungere 1,5 μV/m (40 dB al di sotto di 150 μV/m).

La Commissione tecnica sviluppò pure un metodo per il calcolo, caso per caso, delle frequenze ottime di lavoro e dei campi elettromagnetici approssimati nelle zone di destinazione. Questo metodo, fondato sugli studi del « Bureau of Standards » degli Stati Uniti d'America, conduce all'uso di grafici di frequenza e di grafici di campo preparati per diverse condizioni di attività solare, per diverse stagioni dell'anno e per tutte le ore del giorno. Gli indici di attività solare adottati furono tre: attività massima (125 macchie); attività media (70 macchie); attività minima (5 macchie) [4].

L'anno può dividersi in tre periodi entro ciascuno dei quali il comportamento della propagazione può ritenersi relativamente uniforme; tali periodi sono: l'estate (secondo la terminologia dell'emisfero settentrionale) e precisamente, da un punto di vista ionosferico, i mesi di maggio, giugno, luglio, agosto; l'inverno e precisamente i mesi di novembre, dicembre, gennaio, febbraio; l'equinozio, cioè i mesi di marzo, aprile, settembre, ottobre.

Detti grafici, per comodità di uso, furono preparati per collegamenti che comprendono, a due a due, un gran numero di zone geografiche in cui convenzionalmente è stato diviso tutto il mondo.

Il metodo comporta naturalmente alcune approssimazioni, in particolare quella che deriva dall'uso di zone geografiche notevolmente estese, e non fu immune da critiche: tuttavia è da ritenersi che conduca a risultati sufficientemente precisi per l'uso per cui è previsto, come una vasta

[4] Vedi loco citato nota [1].

esperienza ormai conferma. D'altronde nessun altro metodo generale fu proposto nemmeno da coloro che sollevarono qualche riserva.

La Conferenza di Messico, giunta alle conclusioni che abbiamo accennato circa i princìpi generali e le norme tecniche, elaborò un piano, tenendo conto, nei limiti del possibile, dell'enorme volume di domande presentate da tutte le delegazioni. Il piano fu preparato con un criterio che possiamo chiamare di successive approssimazioni, cioè quello pratico di costruire uno schema preliminare, e di applicare gli emendamenti e gli aggiustamenti che apparivano possibili durante i contatti e le consultazioni fra le diverse delegazioni.

Questo piano fu elaborato per il numero medio di macchie solari (70) e per la stagione chiamata estate (precisamente per giugno) e costituì il cosiddetto piano base, che doveva servire come strumento di lavoro per preparare i piani delle altre stagioni e degli altri indici solari. La Conferenza è giunta al limite del tempo assegnatole avendo elaborato solo il piano di base; fu pertanto prevista una Commissione tecnica del piano, con l'incarico di elaborare i piani per le altre stagioni e gli altri indici, e sottoporli a una successiva Conferenza mondiale, convocata in Italia.

segue Tabella *B*

Paesi della zona E	GAMMA (in MHz)							Totale delle assegnazioni
	6 MHz	7 MHz	9 MHz	11 MHz	15 MHz	17 MHz	21 MHz	
Afghanistan	—	—	14½	—	—	—	25	39½
Australia	68½	25	33½	31½	13	2	27	200½
Birmania	15	3	8½	15½	8	7	10½	67½
Ceylon	—	5	7½	19	4	3½	12½	51½
Cina	18½	35½	38	51½	39	20	33	235½
Corea	11	—	—	—	—	—	—	11
Filippine	—	23	37½	—	—	1	10	71½
Giappone (S.C.A.P.)	19	44	8	3	4	4	6½	88½
India	31	67½	84	54½	44	48	38½	367½
Indonesia	76½	57	32	28	9	4	1½	208
Iran	8½	9½	6	12	2	4	6	48
Iraq	5	11	13½	2	—	—	6	37½
Mongolia	41	16	13½	6	3	—	—	79½
Nepal	2	3	—	—	—	—	—	5
Nuova Zelanda	8	—	11	6	7	—	13	45
Pakistan	1	56½	21	16½	21	13	12	141
Siam	14	23	11	2	—	2	—	52
Totale delle ore assegnate	319	379	339½	247½	154	108½	201½	1749
Paesi interessanti più zone								
Colonie Portoghesi	41½	69	50	9	6	8	26	209½
Colonie del Regno Unito	87	131½	76	15	3	1	4	317½
Unione Francese	144	75	62	40½	26½	16	15½	379½
O.N.U.	13	—	7½	16	17	9½	—	63
Territori degli Stati Uniti	—	—	—	4	8	7	28	47
U.R.S.S.	29	96	133	118	117	56	121	670
Totale delle ore assegnate	314½	371½	328½	202½	177½	97½	194½	1686½
Totale delle ore assegnate in tutte le zone	2099¼	1134½	1675½	1294	909½	486	720	8318¾

Il piano di Messico, o piano base, fu accettato da 50 dei 69 paesi rappresentati alla Conferenza.

Nella tabella *B* figurano i totali delle assegnazioni di ciascun paese, gamma per gamma, per ciascuna delle tre grandi regioni mondiali chiamate convenzionalmente I, W, E.

4. La Commissione tecnica del piano e la Conferenza Firenze-Rapallo.

La Commissione tecnica del piano, convocata a Parigi a partire dalla metà di giugno 1949, doveva comprendere 15 paesi eletti appositamente a Messico. Taluni di essi non furono in grado di partecipare; altri furono sostituiti da supplenti pure eletti a Messico. In conclusione solo 11 paesi, fra cui l'Italia, parteciparono in qualità di membri effettivi ai lavori della C.T.P. di Parigi. A questi si aggiunse un certo numero di osservatori, senza diritto di voto.

Poichè in quell'epoca l'attività solare era in fase decrescente, la C.T.P. secondo le direttive di Messico doveva elaborare tre piani relativi alle tre stagioni (estate, inverno, equinozio) e all'indice di attività solare prevista per la data presunta della loro entrata in vigore; ed inoltre tre piani per l'indice di attività minima.

I due indici adottati furono rispettivamente 40 e 12 macchie.

Sempre secondo le direttive di Messico la C.T.P. avrebbe dovuto preparare i sei piani (chiamati anche fasi) riproducendo, per quanto era possibile, lo « schema generale di ripartizione » del piano di Messico, allo scopo di mantenere tutti i paesi possibilmente nelle stesse condizioni relative, particolarmente in stagioni come l'equinozio e l'inverno e per indici di attività solari inferiori a 70, cioè in condizioni più difficili di quelle del piano base.

È infatti da notare che, riducendo l'indice di attività solare, e passando dall'estate all'equinozio e all'inverno, « in media » le frequenze massime usabili e quindi le ottime diminuiscono, quindi i collegamenti assegnati nel piano base tendono a concentrarsi nelle gamme di frequenza più basse, rendendo quindi necessarie considerevoli riduzioni.

La C.T.P. di Parigi, alla quale, come si vede, era stato assegnato un mandato preciso, concluse i suoi lavori circa sei mesi dopo l'inizio, elaborando ciascuno dei sei piani (o fasi) ad essa assegnati. Per dare un'idea

delle riduzioni che dovettero essere applicate, presentiamo una tabella nella quale figurano, per ciascuna delle fasi, le percentuali medie di assegnazione di ciascun paese rispetto alle relative assegnazioni del piano base.

Tabella *C*

RAPPORTI DI ASSEGNAZIONE PER CIASCUN PIANO ELABORATO DALLA C.T.P. DI PARIGI

Giugno 40 macchie	Equinozio 40 macchie	Dicembre 40 macchie	Giugno 12 macchie	Equinozio 12 macchie	Dicembre 12 macchie
97 %	95 %	70 %	91 %	81 %	73 %

I dati di questa tabella, validi con uno scarto di ± 0,03 da un paese all'altro, dànno un'idea soltanto approssimata delle riduzioni che dovettero essere applicate. Per l'accennata concentrazione delle frequenze entro le gamme più basse, le riduzioni dovettero essere applicate a ciascun paese particolarmente nelle ore di punta, cioè in quelle di maggior importanza perchè di maggior ascolto.

In complesso si può quindi dire che, specialmente per la stagione di dicembre, la situazione delle fasi di Parigi è alquanto peggiore di quella che appare dalla tabella *C*, specialmente per quei paesi per i quali le ore di punta di certi programmi cadono entro le gamme più basse.

Tuttavia il lavoro della Commissione di Parigi può considerarsi un successo e, benchè i relativi piani non siano stati approvati dalla Conferenza che doveva omologarli, essi dànno un'idea, sia pure approssimata, delle attribuzioni possibili a cui potrebbe aspirare ciascun paese con la proiezione pura e semplice del piano di Messico alle altre stagioni e ad indici inferiori di attività solari. Certamente il trattamento applicato dalla C.T.P. ai singoli paesi non fu e non poteva essere uniforme, sia per l'accennato scarto di ± 0,03 sui totali, sia soprattutto per la ripartizione non uniforme delle riduzioni sui singoli programmi. Ma è certo che i piani di Parigi indicano, se non con esattezza almeno con buona approssimazione, quali sono le attribuzioni che ciascun paese potrebbe ricevere partendo dal piano di Messico come base di tutti i piani.

I piani di Parigi furono inviati in esame alle Amministrazioni prima di essere sottoposti alla Conferenza che si tenne fra aprile e agosto 1950, dapprima a Firenze quindi a Rapallo. Le Amministrazioni dei vari paesi, compresi quelli che avevano accettato il piano del Messico, sollevarono obiezioni più o meno considerevoli ai piani di Parigi. D'altronde le mutate circostanze, o almeno la pretesa di effettivi mutamenti intercorsi tra il tempo della Conferenza di Messico e quello della Conferenza Firenze-Rapallo, diedero motivo alle delegazioni di presentare nuove domande o domande modificate. Purtroppo, durante tutte le riunioni e conferenze cui abbiamo accennato, la presentazione di nuove domande o di modificazioni alle precedenti si era susseguita di volta in volta con ritmo crescente, compromettendo l'importanza del lavoro già effettuato e complicando quello futuro.

Accenniamo solo che domande differenti furono presentate dalle varie Amministrazioni alla Conferenza di Atlantic City, alla Commissione preparatoria per la Conferenza di Messico, alla Conferenza di Messico, alla seconda sessione della Commissione della C.T.P. (che si riunì a Firenze prima dell'omonima Conferenza) ed infine alla Conferenza di Firenze-Rapallo.

Non è superfluo mettere in rilievo che, in certi casi, domande eccessivamente voluminose parvero ben lungi dal rappresentare possibili ed effettive necessità di certi paesi, ma soltanto atti di precauzione in previsione delle inevitabili riduzioni che sarebbero state effettuate per elaborare il piano.

Tuttavia ben difficile è discernere il valore effettivo delle domande dei singoli paesi. Ed appunto per i criteri differenti che le hanno guidate, non pareva giusto e possibile applicare alle domande delle riduzioni proporzionali per comprimerle fino alla capacità delle gamme di frequenza disponibili.

Un lungo periodo fu impiegato dalla Conferenza Firenze-Rapallo per l'esame e la classificazione delle dette domande, ed in consultazioni con tutte le delegazioni allo scopo di ottenere riduzioni volontarie. La situazione internazionale subì una evoluzione non propizia ad un accordo su base mondiale e neppure a quei sacrifici in materia di programmi di radiodiffusione ad alte frequenze che, in momenti di stabilità politica, potrebbero essere senza dubbio facilitati.

Per queste ragioni principalmente, la Conferenza decise di aggiornarsi « sine die » concludendo i suoi lavori con alcune raccomandazioni di indole generale sull'utilizzazione delle frequenze disponibili.

5. La Conferenza di Ginevra e conclusioni.

Secondo le disposizioni della Conferenza di Atlantic City, una nuova Conferenza per la lista delle frequenze avrebbe dovuto essere convocata per coordinare e raccogliere in un unico documento le frequenze attribuite a tutte le stazioni di tutti i servizi delle radiocomunicazioni in tutti i paesi del mondo.

Il mandato di tale Conferenza presupponeva però che tutte le Conferenze speciali convocate dai singoli servizi avessero concluso il loro lavoro ed elaborato dei piani.

Poichè ciò non era avvenuto nell'epoca prevista per la convocazione della Conferenza, ed anche per ragioni analoghe a quelle che condussero all'aggiornamento della Conferenza Firenze-Rapallo, la Conferenza per la lista delle frequenze fu rinviata. Come detto però nel nostro preambolo, un'altra Conferenza fu invece convocata a Ginevra, con un mandato più ristretto e più semplice.

Non è nostro compito entrare nei dettagli dei lavori effettuati a Ginevra, dove effettivamente alcuni piani furono elaborati per certi servizi, ma non per tutti. In particolare nessun piano fu elaborato per la radiodiffusione ad alte frequenze.

Il mandato della Conferenza comprendeva lo studio di metodi adatti per l'entrata in vigore delle gamme di frequenze di Atlantic City le quali, come si sa, sono più o meno differenti da quelle fissate nella precedente Conferenza mondiale delle radiocomunicazioni.

L'entrata in vigore delle nuove gamme presuppone l'accordo fra servizi differenti, perchè l'occupazione

di nuove gamme da parte di un servizio può effettuarsi solamente se esse siano evacuate dal servizio che le occupava precedentemente.

Per quanto riguarda in particolare la radiodiffusione ad alte frequenze, l'accordo di Ginevra ammette, in principio, che la detta entrata in vigore dovrà effettuarsi sulla base di un piano.

Poichè tuttavia tale piano non esiste, nè la sua elaborazione e successiva adozione si considera prossima, fu accettata una procedura evolutiva in base alla quale l'entrata in gamma delle stazioni dovrebbe effettuarsi gradualmente e per mezzo di accordi diretti.

L'organo tecnico incaricato dell'assistenza nella procedura prevista, e con funzioni esclusivamente consultive, è il cosiddetto Ufficio Internazionale di Registrazione delle Frequenze, che fu costituito ad Atlantic City e fa parte integrante dell'Unione Internazionale delle Telecomunicazioni.

Lunghe discussioni si svolsero a Ginevra sul modo di elaborare un piano vero e proprio che, secondo il desiderio di tutti, dovrebbe costituire la base sulla quale funzionerà in avvenire anche la radiodiffusione ad alte frequenze.

Fu infine concluso di affidare all'U.I.R.F., il compito di effettuare i lavori preparatori per l'elaborazione del detto piano. In tali lavori si dovrà tener conto dell'accordo e del piano base di Messico; dei lavori della Commissione tecnica del piano di Parigi e della Conferenza di Firenze-Rapallo; delle domande aggiornate che saranno presentate dalle varie Amministrazioni.

Fu però precisato che l'U.I.R.F. non potrà effettuare delle riduzioni alle domande ma soltanto indicare alle singole Amministrazioni quali sono le riduzioni che sarebbero necessarie caso per caso affinchè sia possibile l'elaborazione di un piano.

Come si vede il compito dell'U.I.R.F., per quanto riguarda la preparazione di un piano, non è molto preciso, nè poteva esserlo perchè mai le delegazioni si sarebbero trovate d'accordo in tal senso.

È previsto invece che, fra qualche anno, l'U.I.R.F. esponga i progressi compiuti nel suo lavoro al Consiglio d'Amministrazione dell'U.I.T. il quale si pronunzierà sull'opportunità di convocare eventualmente una nuova Conferenza.

Sempre in materia di radiodiffusione ad alte frequenze, l'accordo di Ginevra formula varie raccomandazioni all'indirizzo delle Amministrazioni, sia con lo scopo di incoraggiare e facilitare la procedura evolutiva alla quale abbiamo accennato, sia per evitare che nuove stazioni occupino altre frequenze fuori gamma, ciò che sarebbe contrario allo spirito e alla lettera delle conclusioni della Conferenza di Ginevra.

Per le ragioni esposte precedentemente, una vera lista di frequenze non poteva essere elaborata a Ginevra, se non per quei servizi che dispongono già del loro piano. Per gli altri, in particolare per la radiodiffusione ad alte frequenze, fu deciso di preparare un documento periodico, il cosiddetto repertorio delle frequenze il quale, a cura dell'U.I.R.F., dovrà comprendere tutte le frequenze attualmente occupate dalle varie Amministrazioni, o necessarie a queste per mantenere in funzione servizi esistenti, nel passaggio da una stagione all'altra o da un periodo all'altro del ciclo solare.

L'accordo di Ginevra fu accettato da 63 dei 72 paesi rappresentati alla Conferenza e chiude, come si è detto, un lungo periodo di tentativi nella storia della radiodiffusione ad alte frequenze, aprendone uno nuovo, sul quale difficile è pronunziarsi in questo momento, ma per il quale occorre una dose di buona volontà da parte di tutti.

Benchè il momento per intraprendere nuovi tentativi non sia certo prossimo, un insegnamento fondamentale può essere tratto da quelli finora compiuti: la necessità che tutte le Amministrazioni consentano a sacrifici, con lo scopo di effettuare trasmissioni in numero più limitato, ma almeno immuni da interferenze.

Non si insisterà mai abbastanza sul fatto che attribuzioni apparentemente soddisfacenti, in un piano elaborato sulla carta, non rappresentano in realtà servizi efficienti.

Certamente la mancanza di un piano determina una situazione di disordine e di interferenze, nella quale la percentuale delle ore di trasmissione ascoltabili è relativamente limitata, con grave danno anche economico alle Amministrazioni responsabili.

Solamente una riduzione delle richieste di tutti i paesi potrà permettere in un futuro più o meno lontano, l'elaborazione di un piano. Quanto più queste riduzioni saranno importanti, tanto più miglioreranno le condizioni di ascolto di tutti. Indipendentemente poi dalle condizioni di ascolto buone o cattive, crediamo di ritenere che l'aumento delle trasmissioni, nel loro numero e nella loro durata, mentre comporta un onere sempre più considerevole per le Amministrazioni, non rappresenta un incremento adeguato del numero degli ascoltatori.

La figura dell'ascoltatore di radiodiffusione a onde corte è tipicamente diversa da quello delle onde medie, per il quale la radio ormai è una compagna inseparabile della sua vita.

L'ascoltatore delle onde corte, almeno in tempi di normalità, è un amatore, un tipo di « specialista » dotato di certa particolare curiosità e disposto a sopportare condizioni di ascolto che, anche nelle ipotesi più favorevoli, non sono mai paragonabili a quelle delle onde medie. Si deve ammettere che, e fino a un certo punto, questi amatori siano in numero costante, e ripartiscano le ore di ascolto fra le trasmissioni che meglio sentono e fra quelle che li interessano di più.

Per queste ragioni crediamo di poter affermare, almeno grossolanamente, che l'aumento globale delle trasmissioni di tutti i paesi del mondo rappresenta una diminuzione del numero di ascoltatori per ciascuna di esse, e non raggiunge nell'insieme quegli obiettivi che, con gravi sforzi economici e organizzativi, le varie Amministrazioni si propongono di raggiungere.

(42) Pervenuto il 20-1-52.

NOTE SULLA TECNICA DELLE GUIDE D'ONDA

DOTT. ING. ITALO MUSSETTO
della RAI

Continuazione (Vedi num. 1, pag. 34)

I vari « modi », per ogni tipo di guida (a sezione rettangolare circolare, ecc.) vengono distinti in due classi:

a) onde H o trasversali elettriche (TE) quando vi è una componente longitudinale del campo magnetico, mentre il campo elettrico è sempre trasversale;

b) onde E o trasversali magnetiche (TM) quando vi è una componente longitudinale del campo elettrico, mentre il campo magnetico è sempre trasversale.

Ogni modo è poi caratterizzato da due indici (*TEnm*, *TMnm*): i modi a indici più bassi si dicono fondamentali e sono quelli a frequenza critica, generalmente, più bassa (o rispettivamente a lunghezza d'onda critica più elevata).

Per poter vedere meglio il significato degli indici apposti alla sigla che indica il modo di oscillazione, consideriamo il caso della guida rettangolare. I valori n ed m (sempre interi) indicano il numero di variazioni complete di una mezza sinusoide, che fa ogni componente del campo elettromagnetico, quando si passi da un lato all'altro della sezione retta della guida: n indica il numero di mezze sinusoidi contenute in ogni segmento parallelo al lato verticale ed m il corrispondente per il lato orizzontale. Con i modi TM_{11} e TE_{11}, esplorando la sezione retta della guida, da un estremo all'altro, lungo una qualsiasi linea parallela ad uno dei lati, si trova che ogni componente del campo varia in intensità secondo l'andamento di mezza sinusoide; con TM_{34}, si troverebbero: 3 mezze sinusoidi in senso verticale e 4 in senso orizzontale e la sezione della guida si troverebbe divisa in $3 \times 4 = 12$ rettangoli, ognuno dei quali si comporta come una guida elementare con eccitazione TM_{11}. Per il modo TE_{01}, sulle verticali il campo elettrico è costante (indice 0) e sulle orizzontali varia (secondo mezza sinusoide) del valore zero alle pareti ad un massimo in mezzeria.

Per le guide diverse dalla rettangolare, il significato degli indici, anche se meno immediato, è sostanzialmente analogo; su quelle circolari le variazioni si contano lungo il raggio (indice m — variazione secondo una funzione di Bessel) e lungo mezza circonferenza (indice n — variazioni a mezza sinusoide). Il modo considerato in figura 1 è quello fondamentale, di tipo TE_{01}, per la guida rettangolare; la sua lunghezza d'onda critica è $\lambda_c = 2b$ dove b è la distanza tra le pareti parallele al campo elettrico. Tale modo è quello praticamente più usato, sia per la sua semplicità, sia perchè ha la lunghezza d'onda critica più elevata.

Notiamo infine che la forma di propagazione per onde puramente trasversali (non possibile nelle guide vere e proprie) è indicata col simbolo TEM: è il modo di eccitazione classico delle linee a due conduttori (cavo coassiale).

In figura 2 sono schematicamente rappresentati i modi principali per una guida circolare: le lunghezze d'onda critiche sono:

Onda E_0 (TM_{01}) $\lambda_c = 2.61$ r
Onda E_1 (TM_{11}) $\lambda_c = 1.64$ r
Onda H_0 (TE_{01}) $\lambda_c = 1.64$ r
Onda H_1 (TE_{11}) $\lambda_c = 3.42$ r

dove r è il raggio della guida. Come si vede, la λ_c è sempre dell'ordine delle dimensioni trasversali della guida.

3. Attenuazione prodotta da una guida.

Per poter giudicare l'attitudine di una guida a servire quale convettrice di energia è necessario considerare il rendimento di trasmissione e, quindi, vedere l'entità delle perdite. Queste si possono distinguere in perdite distribuite e perdite concentrate: le prime esistono per il fatto che le pareti della guida sono sedi di correnti e quindi dissipano energia sotto forma

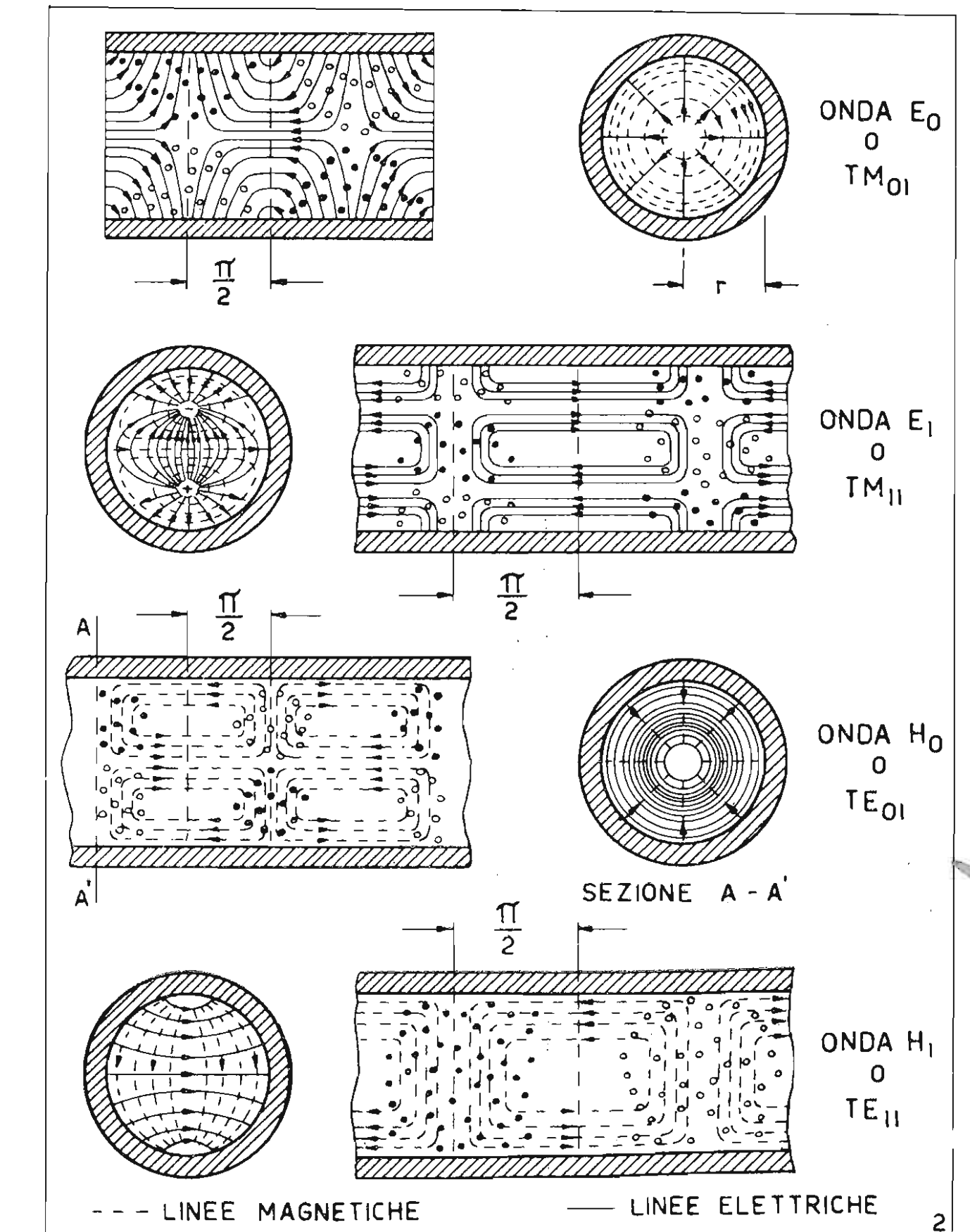



Fig. 2. — Rappresentazione schematica del campo elettromagnetico dei quattro modi fondamentali di onda guidata entro un tubo metallico a sezione circolare.

di calore; le seconde sono causate dalle discontinuità della guida e sono dovute a riflessioni dell'energia incidente, analogamente a quanto si constata per le brusche variazioni di impedenza nelle ordinarie linee di trasmissione.

Per quanto riguarda le perdite distribuite, nella figura 3, sono rappresentati i diagrammi relativi alla attenuazione per i quattro casi principali relativi alle guide circolari di rame: in ascisse è riportato il rapporto f/f_c; le ordinate, moltiplicate per $r^{-3/2}$ (r in cm), dànno l'attenuazione α in dB/km.

Come risulta dalla figura 3, l'attenuazione è infinita quando $f = f_c$; poi va diminuendo col crescere della frequenza fino a un minimo per i modi E_0, E_1, H_1; invece l'attenuazione decresce indefinitamente al crescere della frequenza per il modo H_0.

Quest'ultimo fatto aveva destato dapprima un interesse notevole, in quanto usando frequenze molto elevate si sarebbero ottenute attenuazioni molto basse,

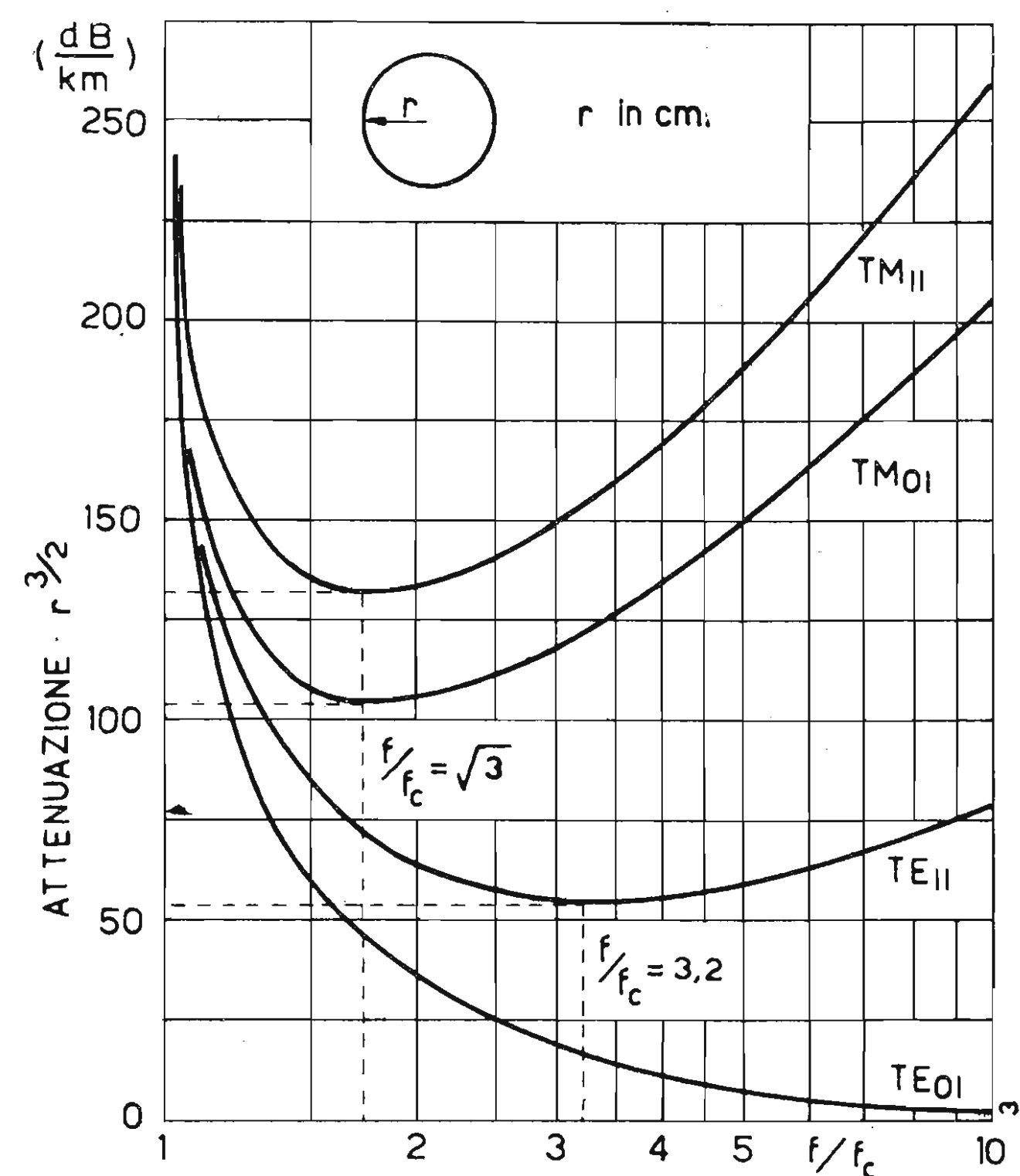



Fig. 3. — Diagramma dell'attenuazione prodotta da una guida circolare di rame con dielettrico d'aria secca per i quattro modi principali di eccitazione.

ma poi si vide che il modo H_0 è instabile e tende facilmente, quando l'asse della guida non è perfettamente rettilineo, a tramutarsi in modi del tipo E, perdendo così la caratteristica accennata, che è propria del solo modo H_0.

Nella figura 4 vi è il diagramma di attenuazione per una guida rettangolare in rame con rapporto, tra i lati, di 2 : 1 (il rapporto più frequentemente usato) e vi è inoltre anche il diagramma della massima potenza convogliabile senza dover sollecitare troppo il dielettrico (aria secca alla pressione normale).

Per esempio per una guida da cm 2 × 1 si ha:

$$\lambda_c = 2b = 4 \text{ cm} \qquad f_c = 7500 \text{ MHz}.$$

Come risulta dal diagramma di figura 4 la minima attenuazione si ottiene per $f/f_c = 2{,}5$ per cui la frequenza di minima attenuazione risulta:

$$f = 2{,}5\ f_c = 18\,750 \text{ MHz} \ (\lambda = 1{,}60 \text{ cm});$$

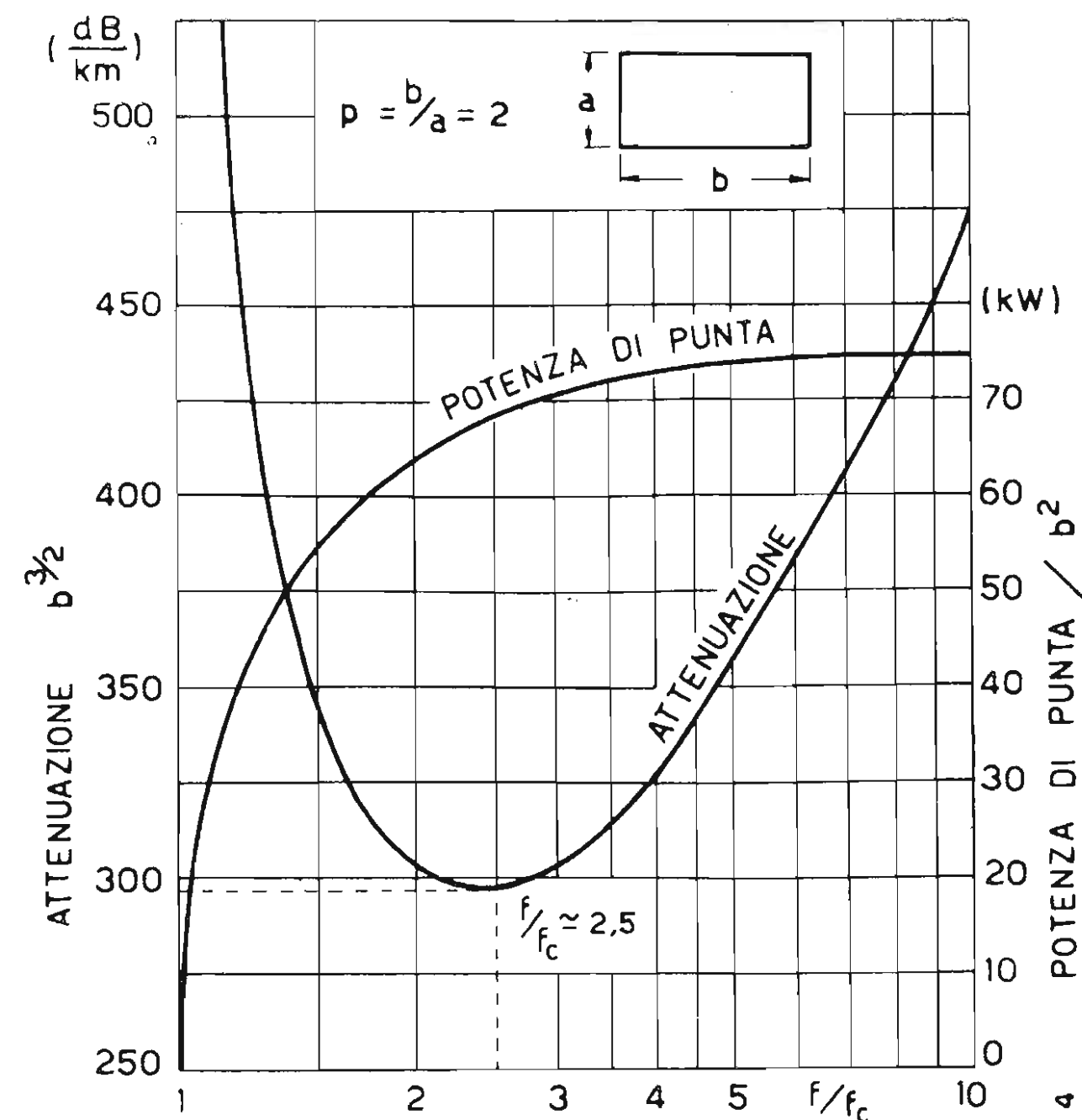



Fig. 4. — Diagramma dell'attenuazione e della potenza di punta che si possono ottenere con guida rettangolare di rame e dielettrico aria secca a pressione normale. Eccitazione TE_{01}; rapporto tra i lati 2 : 1.

in corrispondenza di tale frequenza si ha $ab^{3/2} = 296$ dB/km per cui l'attenuazione α risulta:

$$\alpha = 269/2^{3/2} = 296/\sqrt{8} = \sim 105 \text{ dB/km} = 0{,}105 \text{ dB/m}.$$

La potenza di punta si ottiene osservando che, sempre dalla figura 4, risulta:

$$P_{\max}/b^2 = 68 \text{ kW} \quad \text{da cui: } P_{\max} = 68b^2 = 68 \cdot 4 = 272 \text{ kW}.$$

La figura 5 permette un istruttivo confronto tra le attenuazioni di un cavo coassiale, di una guida circolare e di una rettangolare, supponendo sempre pareti in rame e dielettrico aria. Allo scopo di avere un riferimento, che possa dare qualche elemento di giudizio sulla convenienza di una linea di trasmissione rispetto all'altra in tutti e tre i casi si è mantenuto costante il perimetro (18,9 cm). Dalla

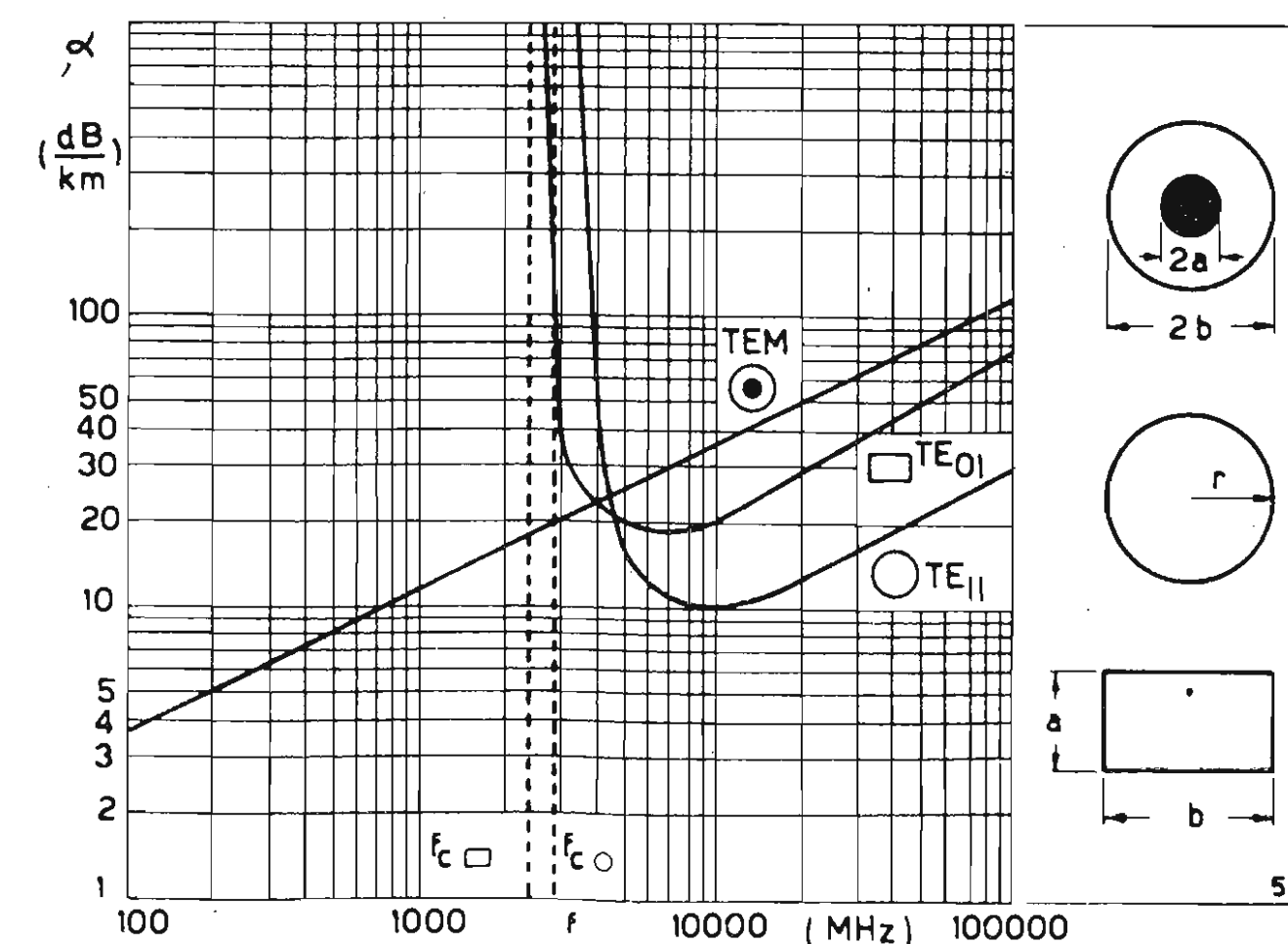



Fig. 5. — Attenuazione in funzione della frequenza su cavo coassiale TEM guida circolare TE_{11} e guida rettangolare TE_{01} di pari perimetro. *Cavo coassiale:* Eccitazione TEM — $a = 8{,}34$ mm, $b = 30$ mm, $b/a = 3{,}6$, perimetro 188,4 mm — lunghezza d'onda critica: infinita. *Guida circolare:* Eccitazione TE_{11} — $r = 30$ mm, perimetro 188,4 mm, lunghezza d'onda critica $\lambda_c = 10{,}25$ cm ($f_c = 2920$ MHz). Attenuazione minima 10,4 dB/km alla frequenza di 9300 MHz. *Guida rettangolare:* Eccitazione $TE_{0,1}$, $a = 31{,}5$ mm, $b = 63$ mm, b/a = perimetro 189 mm; lunghezza d'onda critica $\lambda_c = 12{,}6$ cm (f_c = 2380 MHz. Attenuazione minima. 8,8 dB/km a 6950 MHz.

figura risulta che, nel campo proprio delle guide, cioè oltre qualche migliaio di megahertz, l'attenuazione è notevolmente minore per le guide che non per il cavo coassiale. Il confronto risulta ancora più favo-

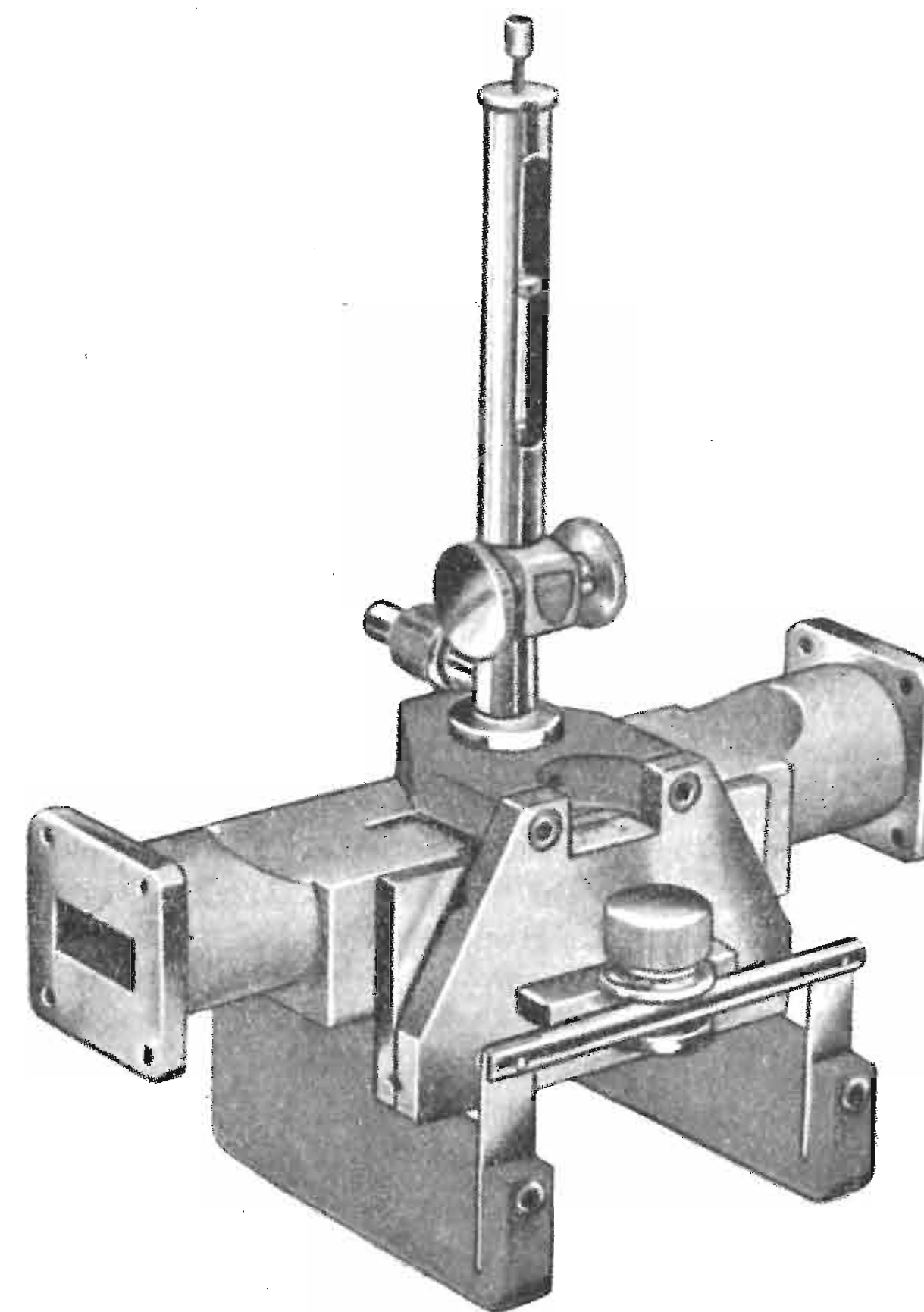
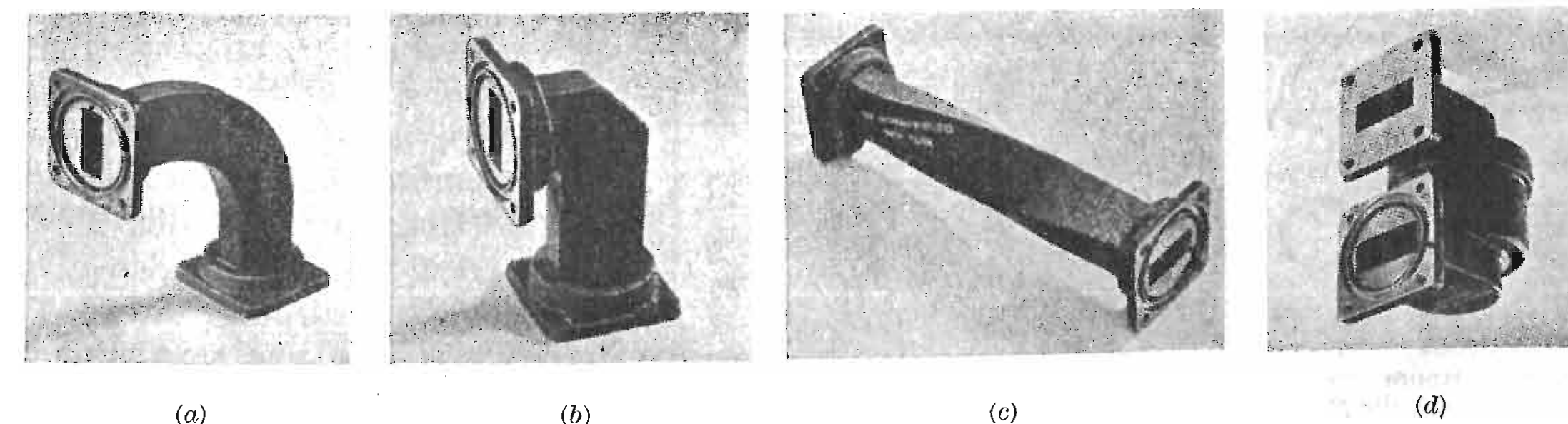



Fig. 6. — Realizzazione americana di un misuratore di onde stazionarie su guida rettangolare.

revole alle guide quando si pensi che il cavo coassiale necessita del conduttore centrale, non computato nel perimetro, e dei distanziatori per tenere in posto tale conduttore; il cavo coassiale risulta perciò molto più costoso e presenta perdite addizionali nel dielettrico solido.

4. Riflessioni alle discontinuità. Onde stazionarie.

Molto difficoltoso è invece valutare le perdite che si hanno alle discontinuità della guida e, anche, molto difficile eliminarle o, come si dice, realizzare l'adattamento tra il tronco a monte e quello a valle della discontinuità. Generalmente le valutazioni e gli aggiustamenti si fanno per via sperimentale a mezzo di un semplice apparato di cui la figura 6 mostra una realizzazione americana.

Tale apparato si fonda sul fatto che, quando l'adattamento non è realizzato, una parte dell'energia viene riflessa alla discontinuità e risale a monte, determinando onde stazionarie per interferenza con l'onda incidente: la presenza e l'entità delle onde stazionarie è l'indice delle perdite per riflessione. Ora in tali condizioni, il campo elettrico medio non è costante lungo l'asse della guida, ma presenta dei massimi e minimi (intervallati tra loro di mezza lunghezza d'onda λ'); la posizione e il valore relativo di tali massimi e minimi, vengono rivelati a mezzo di una piccola sonda, che penetra un po' entro la guida ed è collegata, tramite un raddrizzatore, a un misuratore di corrente. La sonda è poi fissata a un carrello, che può essere spostato con una vite micrometrica provvista di opportuna graduazione. Il rapporto tra la lettura massima e minima chiamasi «*tasso d'onde stazionarie*»: esso dà l'indice quantitativo della energia riflessa dalla discontinuità. L'adattamento si ha quando tale rapporto vale 1, mentre esso è infinito quando l'onda è totalmente riflessa.

Un secondo fattore, non meno importante, è la posizione dei massimi (o minimi) rispetto alla discontinuità (misurato in gradi o in lunghezze d'onda): esso fornisce la fase.

Esistono poi formule ed abachi (diagramma circolare di Smith) che permettono di passare dai valori del «tasso d'onde stazionarie» e dell'«angolo di fase» a termini di impedenza: l'impedenza della discontinuità che ha provocato le onde riflesse. La discontinuità resta così tradotta in termini familiari di impedenza: aggiungendo poi una seconda discontinuità di opportuna impedenza o modificando la primitiva è possibile eliminare le onde stazionarie o ridurle al minimo e cioè realizzare l'adattamento.

L'apparecchiatura descritta, che ordinariamente si chiama «misuratore di impedenza» o più esattamente di «onde stazionarie», è fondamentale nella tecnica delle guide d'onda sia nella ricerca scientifica che nell'esercizio.

5. Parti speciali nelle guide.

Nella tecnica delle guide d'onda esiste una vasta gamma di parti accessorie e organi ausiliari taluni imposti da necessità meccaniche, altri da esigenze elettriche. Ciascuno di questi, come visto sopra, può essere definito colla sua impedenza (resistiva o reattiva). Usando o eventualmente combinando opportunamente talune di queste parti, si possono ottenere organi elettricamente equivalenti a elementi circuitali classici come induttanze o capacità in parallelo o in serie, elementi dissipativi, risonanti, trasformatori di impedenza, attenuatori, ecc.

Fig. 7. — Sezioni di guida rettangolare ad asse curvato (*a*) o piegato di 90° (*b*), o a sezione ruotata di 90° (*c*); in (*d*) è infine rappresentato un giunto rotante per trasmissione a guida d'onda tra una parte (apparato generatore) fissa dell'impianto e una parte girevole (antenna o proiettore).

(*a*)

(*b*)

(*c*)

(*d*)

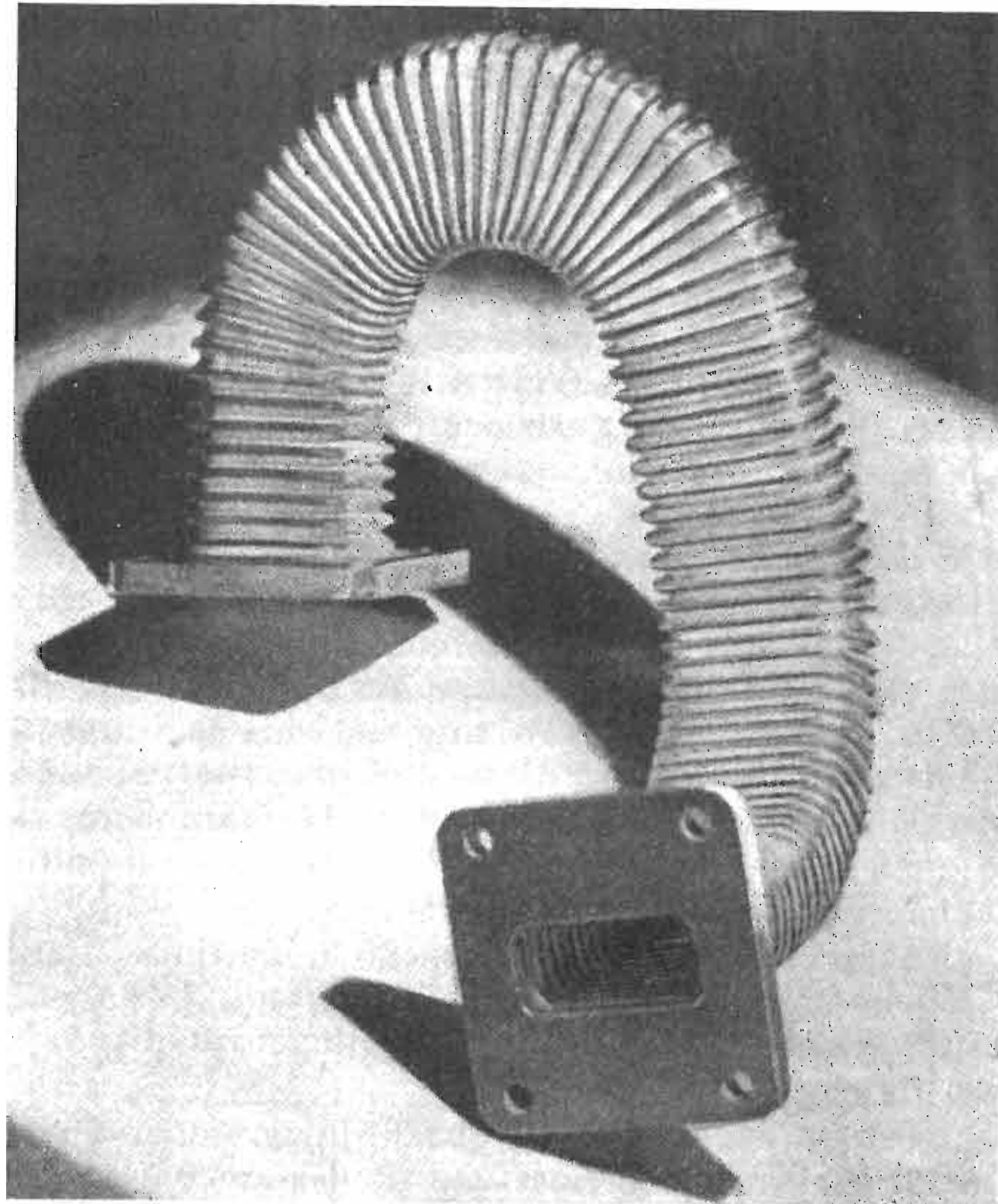



Fig. 8. — Realizzazione americana di guida rettangolare flessibile.

Accenneremo ai tipi più notevoli di queste parti.

a) PARTI SPECIALI RICHIESTE DA ESIGENZE MECCANICHE.

Giunti. — Servono a collegare due spezzoni di guida e sono generalmente del tipo a flangia; richiedono accuratissime lavorazioni meccaniche per eliminare, per quanto è possibile, le discontinuità; a seconda della lavorazione possono introdurre perdite da 1 a 0,01 dB.

Curve, angoli, sezioni ritorte (fig. 7 *a*, *b*, *c*). — Servono a determinare variazioni nella direzione dell'asse della guida o del piano di polarizzazione: richiedono lavorazioni accurate e variazioni graduali per ridurre le perdite per riflessioni.

Giunti rotanti (fig. 7 *d*). — Servono a collegare la parte fissa dell'impianto con il proiettore ruotante (nei radar); richiedono il passaggio da guida rettangolare a circolare e quindi numerosi artifici per ridurre le riflessioni e realizzare l'adattamento.

Guide flessibili. — Collegano parti dotate di piccoli movimenti relativi o consentono di costruire spezzoni variamente contorti. In figura 8 vi è un esempio di tale tipo di guida che, pur essendo internamente corrugato, non dà perdite eccessive, elidendosi tra loro le varie onde riflesse.

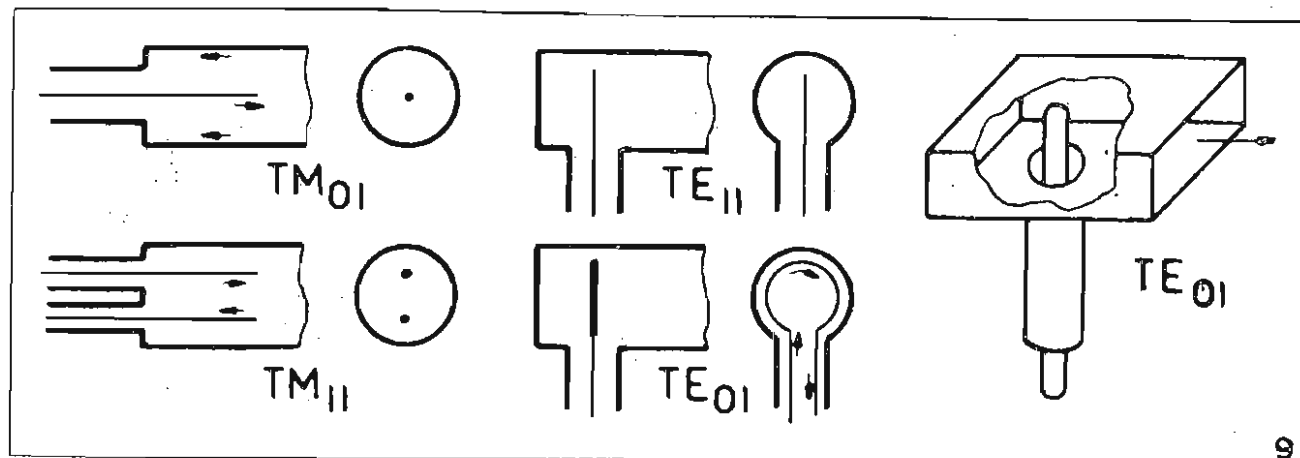



Fig. 9. — Rappresentazione schematica di alcuni dispositivi per introdurre o estrarre energia da una guida.

b) PARTI SPECIALI RICHIESTE DA ESIGENZE ELETTRICHE.

Dispositivi di eccitazione (fig. 9). — Una guida viene generalmente eccitata con una o più « *antenne* », sporgenti entro la guida, o con spire percorse dalla corrente di alta frequenza: ciascun « modo » richiede una particolare disposizione del sistema eccitatore. Talvolta il generatore stesso è incorporato nella guida o vi comunica con una fessura.

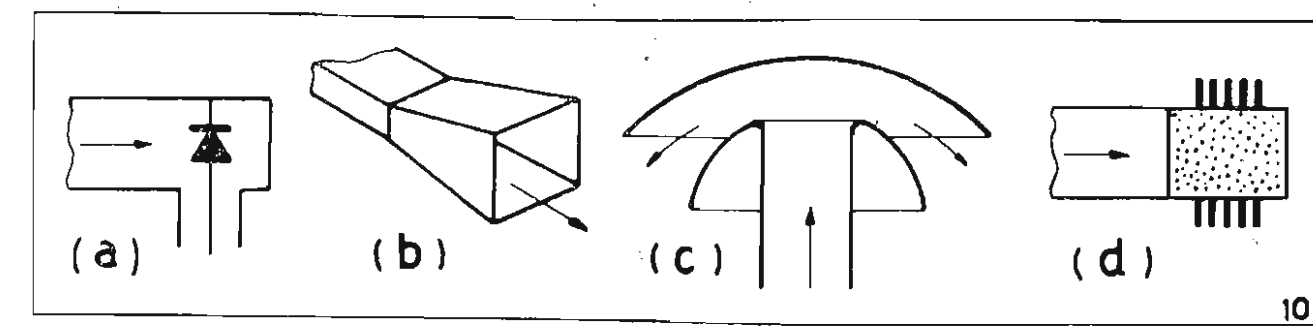



Fig. 10. — Rappresentazione schematica di alcuni dispositivi di carico per una guida:
a) Cristallo rettificatore montato sull'estremità chiusa di una guida: l'asse del conduttore è parallelo alle linee di forza elettrica;
b) Guida rettangolare terminata con tromba elettromagnetica in funzione di proiettore ad alta direttività;
c) Guida circolare terminata con tromba elettromagnetica per irradiazione su una superficie conica;
d) Guida terminata su un carico resistivo ad alta dissipazione.

Dispositivi di carico per una guida (fig. 10). — Assumono spesso la stessa forma di quelli di eccitazione, ma più spesso è la stessa estremità aperta della guida, che carica il sistema di trasmissione: in tali condizioni si irradiano da essa onde che hanno un carattere fortemente direttivo; per aumentare la direttività e per ragioni di adattamento, la guida viene svasata gradualmente e si chiama allora tromba elettromagnetica (fig. 10 *b*). Altre volte, quando sia richiesta una irradiazione uniforme in senso orizzontale, si usano le trombe elettromagnetiche biconiche (fig. 10 *c*).

Per carichi fittizi, misure o altro, talvolta si dissipa l'energia elettromagnetica, che viene trasmessa nella guida, in materiale dielettrico a elevata perdita che riempie totalmente la guida (fig. 10 *d*).

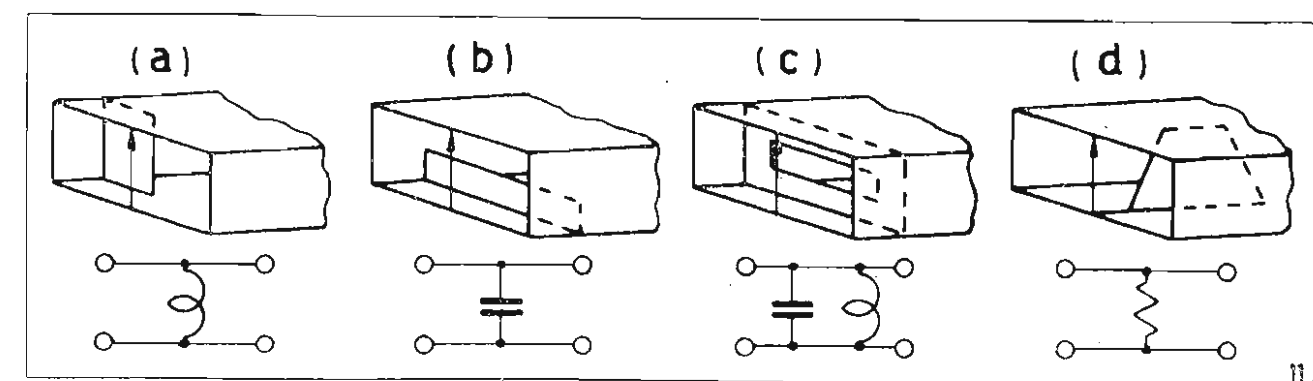



Fig. 11. — Lamine metalliche disposte su una guida con funzioni equivalenti a circuiti elettrici classici (*a*, *b*, *c*). Lamina a bassa conduttività con funzione di attenuatore fisso (*d*).

Lamine. — In figura 11 sono riportati alcuni esempi sul modo con cui spesso si apprestano dei dispositivi elettricamente equivalenti ai classici elementi circuitali. Una lamina metallica, disposta ortogonalmente alla sezione di una guida rettangolare, e che colleghi le due pareti normali al campo elettrico, si comporta come una induttanza (fig. 11 *a*); si comporta come una capacità di shunt se invece è essa stessa perpendicolare al campo elettrico (fig. 11 *b*). Una combinazione delle due precedenti dà luogo ad un sistema risonante (fig. 11 *c*). Infine una lamina dielettrica a elevato angolo di perdita o a superficie metallizzata, disposta lungo l'asse della guida, si comporta come una resistenza ohmica (fig. 11 *d*). Su questo ultimo principio sono basati certi tipi di

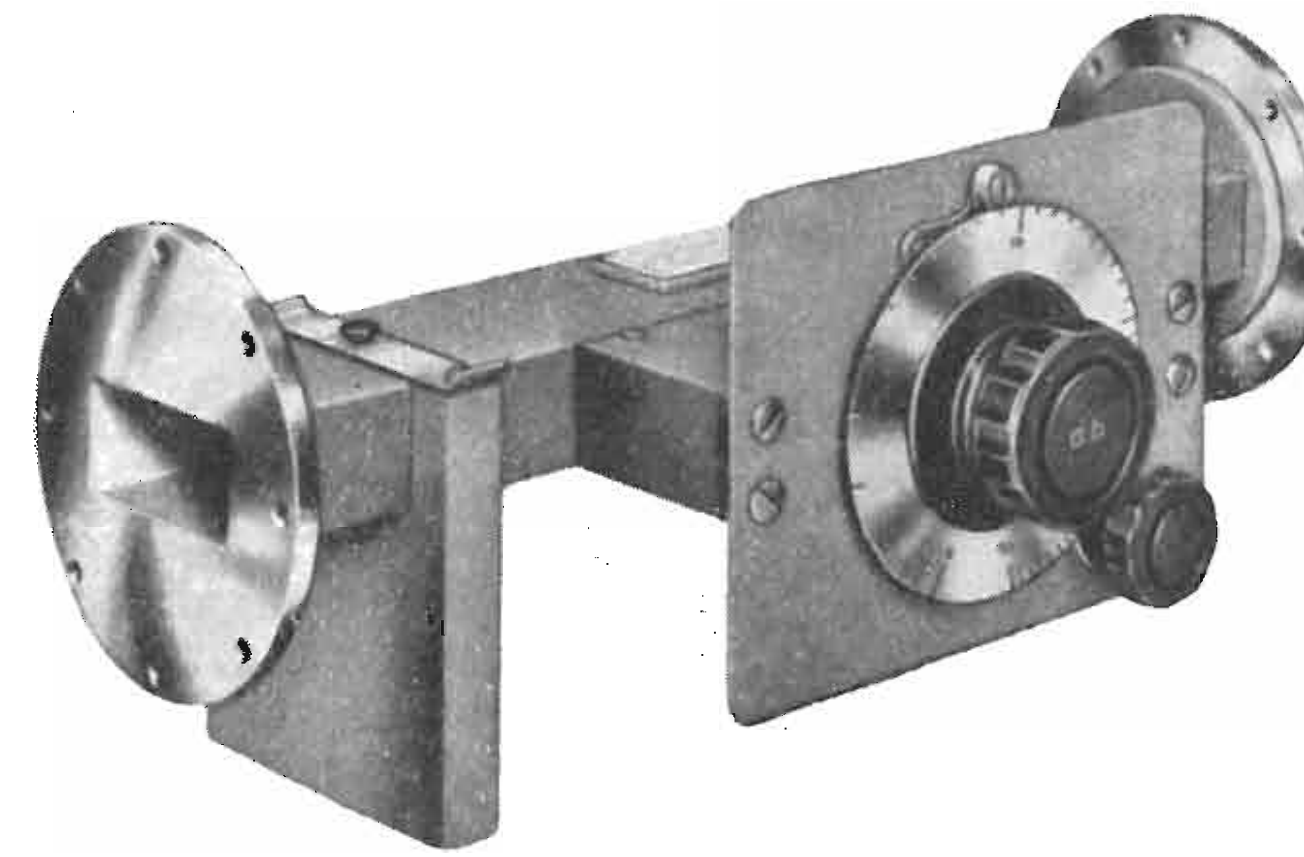



Fig. 12. — Attenuatore variabile.

attenuatori variabili (fig. 12) in cui la variazione si ottiene immergendo, più o meno profondamente, la lamina dissipatrice entro la guida.

Gli elementi reattivi sopra menzionati, servono, per lo più, a realizzare l'adattamento, inserendoli a monte di discontinuità non evitabili e non direttamente adattabili. Più precisamente: a monte di una discontinuità, che introduca onde stazionarie, e in opportuna posizione, si dispone, per esempio, una lamina che introduca a sua volta riflessioni di fase opposta a quelle presenti, determinandone la cancellazione. A tale scopo, talvolta, si usano anche semplici viti o sonde, più o meno immerse entro la guida e opportunamente piazzate (fig. 13): il raggiunto adattamento si controlla con un misuratore di onde stazionarie.

Derivazioni. — Quando occorre prelevare da una guida una parte più o meno elevata di energia, si provvede con vari tipi di derivatori. Per prelevare una piccola frazione di energia basta una fessura.

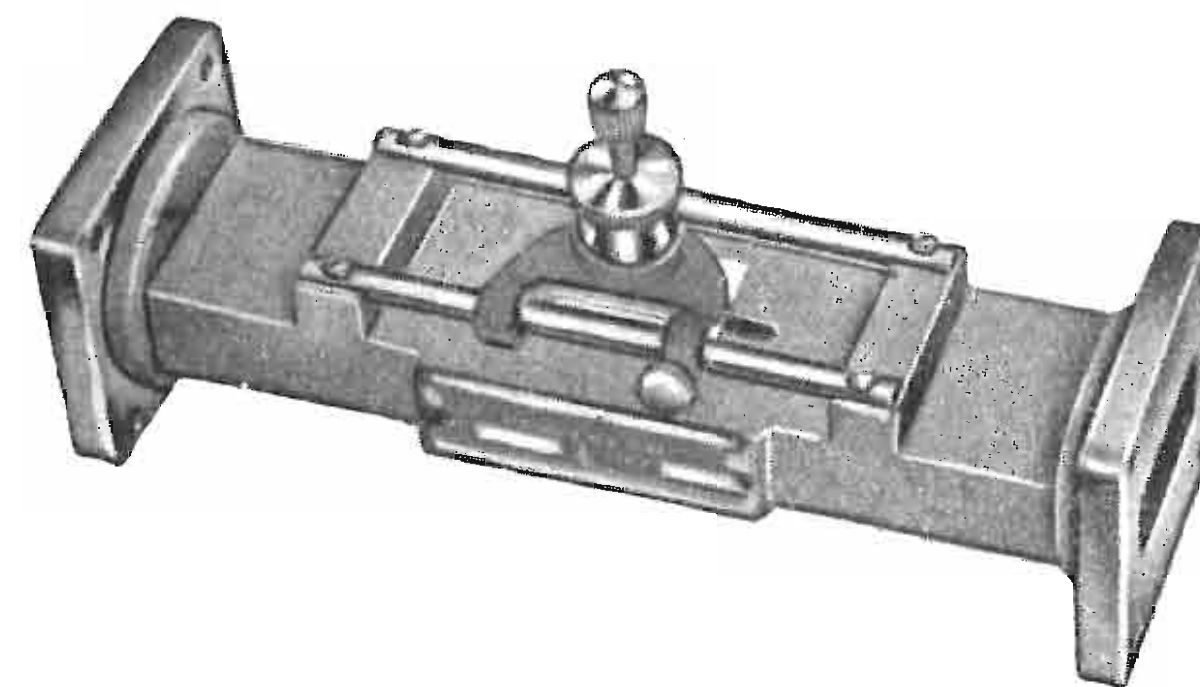



Fig. 13. — Sonda a immersione e posizione variabile equivalente ad una reattanza.

Sempre sul medesimo principio è costituito anche l'*accoppiatore direzionale* riprodotto in figura 14 e che provvede a convogliare, nella guida derivata, a mezzo di un accoppiamento di due fessure intervallate di un quarto d'onda, una frazione dell'onda progressiva, che transita nella principale.

Qualora occorra suddividere l'energia trasmessa lungo una guida 1 (fig. 15 *a*) in due guide si usano delle biforcazioni a Y: l'energia si suddivide nelle guide 2 e 3 in ragione inversa delle rispettive impedenze, per cui il rapporto può essere variato a piacere inserendo in queste dispositivi atti a modificare la impedenza.

Il derivatore può avere anche la forma a T: quando il braccio 3 esce dal lato largo si chiama giunto a T magnetico (fig. 15 *b*) altrimenti si chiama giunto a T elettrico.

Tali giunti servono, oltre che come derivatori di energia, anche come reattanze inserite nella guida principale. Se, per esempio, il braccio 3 viene cortocircuitato con un pistone metallico, esso si comporta rispetto alla guida principale (1 = 2) come una reattanza derivata (per il giunto elettrico) o in serie (giunto magnetico), variabile con la posizione del pistone da 0 a $\pm\infty$. Nel caso per esempio del giunto elettrico, se il pistone è a $\lambda'/4$ dalla derivazione (λ' = lunghezza dell'onda guidata), allora la reattanza derivata è ∞ e l'energia passa da 1 a 2 come se non esistesse il braccio 3, se invece il pistone è a $\lambda'/2$, allora la reattanza derivata è nulla e l'energia non passa da 1 a 2. Applicazioni di queste proprietà

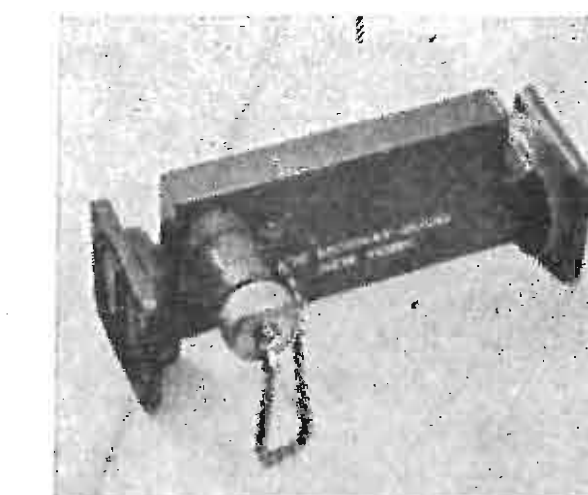



Fig. 14. — Tipo di accoppiatore direzionale: serve per prelevare dalla guida una piccola frazione dell'energia dell'onda che procede in uno dei due sensi.

si hanno nei dispositivi di bloccaggio (apparati TR e anti TR dei radar), e per inserire in una guida una reattanza regolabile (dispositivi di accordo).

Una combinazione interessante del giunto a T elettrico con quello magnetico è rappresentata in figura 15 *c* si chiama giunto a *T* ibrido o *T* magico. Esso gode di questa proprietà: se i bracci 2 e 3 sono chiusi su impedenze eguali, allora l'energia che proviene dal braccio 1, si suddivide tra 2 e 3 in parti eguali e non si ha alcun segnale in 4: uno squilibrio tra i carichi di 2 e 3 invece, dà luogo a un segnale in 4: il sistema, che agisce come un ponte, viene usato per misure, dispositivi di commutazione e altro.

Dispositivi di adattamento tra una guida e un'altra di forma o eccitazione diversa, cioè *trasformatori di impedenza* si ottengono in vario modo; per esempio collegando le due guide da adattare con uno spezzone di guida di lunghezza di 1/4 d'onda e di impedenza caratteristica pari alla media geometrica delle altre due. L'impedenza caratteristica di una guida può essere variata, modificandone le dimensioni trasversali (come nell'adattatore « squeeze box » che è un tratto di guida avente uno spacco longitudinale e che può essere deformato con una specie di morsetto) o modificando la costante dielettrica dell'isolante che riempie la guida (come per i diagrammi di adattamento).

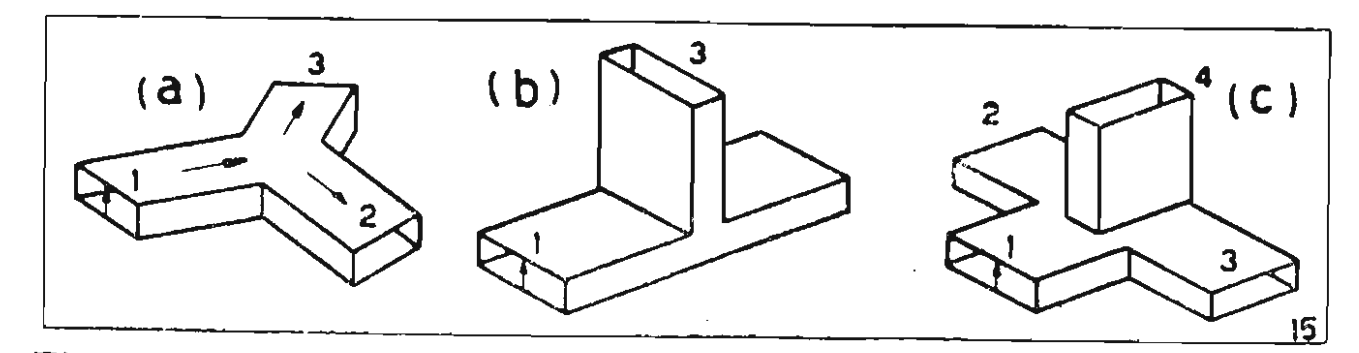



Fig. 15. — Tipi di biforcazione e nodi multipli di linee a guida d'onda: (*a*) biforcazione a *Y*, (*b*) derivatore a *T*, (*c*) giunzione a doppio *T* o *T* magico.

6. Applicazioni.

La guida d'onda ha avuto il suo lancio industriale, durante la guerra, nei complessi radar funzionanti a onde centimetriche e nella tecnica delle comunicazioni con ponti radio. Si può dire che questo sia stato l'impiego tipico oltre, naturalmente, al vasto campo della ricerca industriale di laboratorio e in quello delle misure con le iperfrequenze.

A scopo di esempio in figura 16 è stato rappresentato schematicamente l'apparato a microonde del radar AN/MPG1, funzionante sulla lunghezza d'onda di 3 cm. La guida d'onda ha lo scopo di convogliare l'impulso emesso dal magnetron al proiettore d'onda e di riportare il segnale riflesso dal bersaglio e raccolto dal proiettore stesso, al ricevitore. Poichè la stessa guida porta sia il segnale emesso che quello ricevuto, si rende necessario un dispositivo commutatore, che impedisca all'impulso emesso dal magnetron di entrare nel ricevitore e viceversa al segnale ricevuto di perdersi nel magnetron. Tale dispositivo

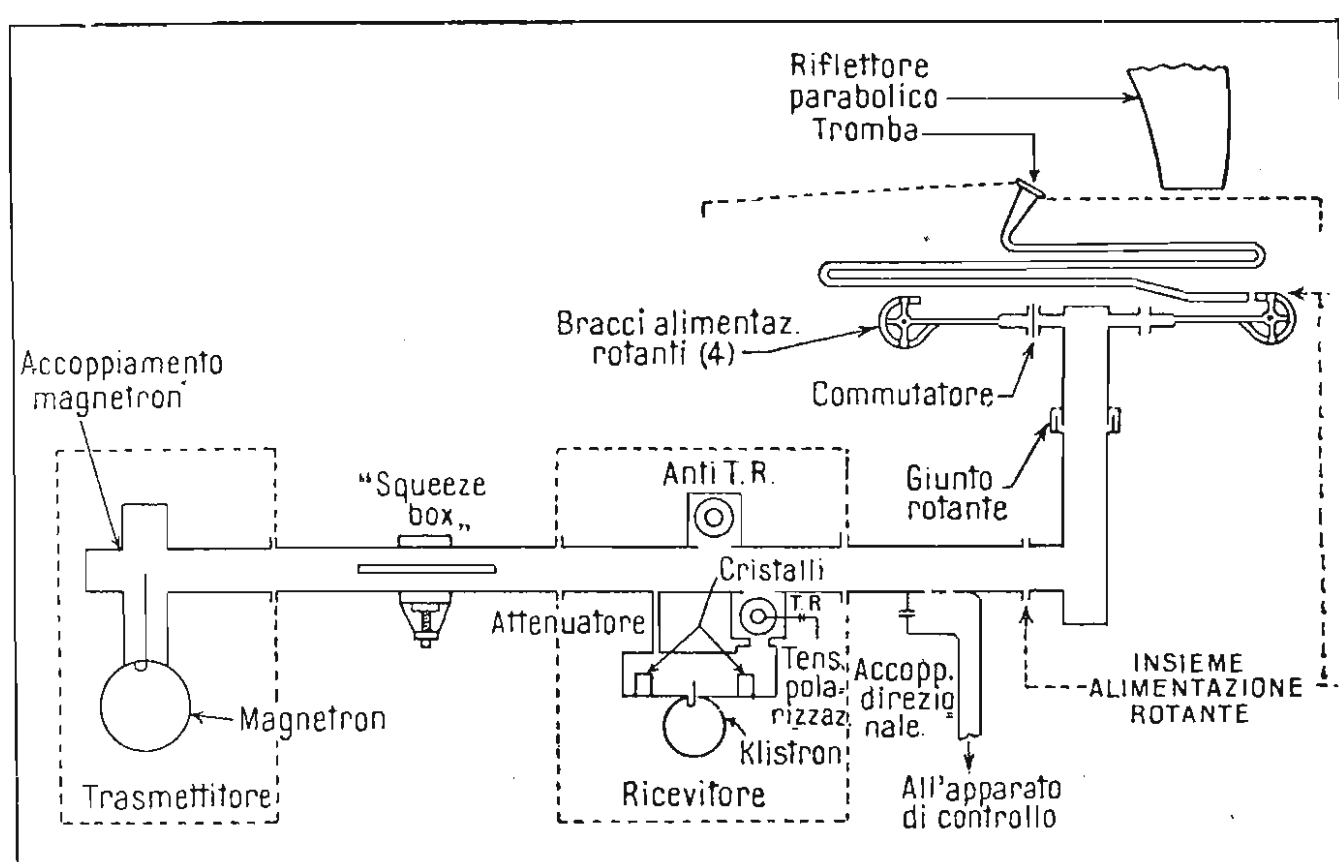



Fig. 16. — Rappresentazione schematica dell'apparato di trasmissione a guida d'onda nel Radar AN/MPG1.

è chiamato T.R. (trasmissione-ricezione) e anti T.R. ed è basato sullo stesso principio dei giunti a T visti precedentemente.

La energia è prodotta dal magnetron accoppiato alla guida di trasmissione (rettangolare con eccitazione T.R.), a mezzo di una antenna. Segue poi una « squeeze box » che serve come adattatore tra il magnetron e la guida. Dopo il dispositivo TR e Anti TR e l'accoppiamento col ricevitore, la guida rettangolare comunica con una circolare (ed è adattata con trasformatori di impedenza) funzionante con eccitazione TM_{01} (E_0). In essa è sistemato un giunto rotante. La parte superiore, rotante, porta quattro bracci (guide rettangolari) che alternativamente vanno ad alimentare la bocca di una guida svasata progressivamente a tromba elettromagnetica e ripiegata su se stessa per ragioni di ingombro. La tromba emette un fascio d'onde che viene inviato da un riflettore nella direzione voluta. Durante l'emissione il dispositivo di bloccaggio impedisce che l'onda (ad alto livello energetico) entri direttamente nel ricevitore, danneggiandolo. Questo può ricevere, invece, il segnale dell'impulso emesso, tramite un attenuatore: nella ricezione il dispositivo di bloccaggio chiude la strada verso il magnetron e apre quella verso il ricevitore che in tal modo può sempre lavorare in condizioni di massima sensibilità. Il ricevitore è del tipo a eterodina e il segnale locale è prodotto da un Klystron; il battimento avviene in diodi a cristallo sistemati in una cavità, dove sono presenti tanto la frequenza ricevuta che quella generata localmente. La parte rimanente del complesso lavora a frequenza notevolmente più bassa.

Il dispositivo descritto rappresenta l'impiego tipico della guida d'onda ma il campo di applicazione va sempre più estendendosi nella tecnica delle telecomunicazioni e della televisione. Non si ha notizia, al momento, di applicazione delle guide come linee di trasmissione su percorsi di una certa lunghezza, benchè l'uso di queste per comunicazioni telefoniche o televisive multiplex, anche su lunghe distanze, sia stato preconizzato da autorevoli esponenti della tecnica americana. È certo che siamo ancora in un periodo di assestamento, ma la fioritura di studi e pubblicazioni non fa dubitare in sempre più diffuse e vaste applicazioni di queste moderne linee di trasmissione.

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

BOLLETTINO D'INFORMAZIONI

DEL SERVIZIO CLIENTI

ANNO VI - N. 36
Marzo 1952

1) La nuova serie miniatura a 1,4 Volt (continuazione).

1U4.

Pentodo miniatura ad interdizione ripida usato in stadi amplificatori non controllati con R.A.S. per apparati portatili, compatti, alimentati con batterie.

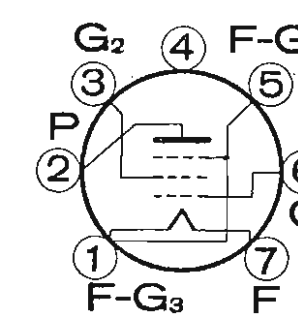
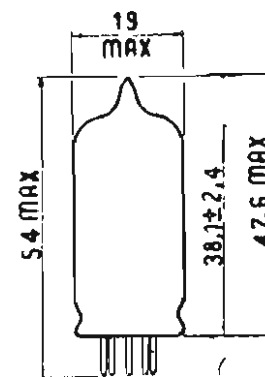



Fig. 1. — Dimensioni di ingombro della valvola 1U4.

Fig. 2. — Disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola 1U4 (vista di sotto).

Nelle figure 1 e 2 sono riportate rispettivamente le dimensioni di ingombro e la disposizione dei collegamenti degli elettrodi ai piedini della valvola.

CARATTERISTICHE E DATI DI FUNZIONAMENTO

Catodo:	rivestito, a riscaldamento diretto	
Tensione di accensione (c. c.)	1,4	V
Corrente di accensione	0,05	A
Posizione di montaggio	qualsiasi	

CONDIZIONI MASSIME DI FUNZIONAMENTO

Massima tensione anodica	110	V
Massima tensione di schermo (g_2)	110	V
Massima tensione della griglia 1 (g_1) (1)	0	V
Massima corrente catodica	6	mA

CAPACITÀ INTERELETTRODICHE (2)

Griglia 1 - anodo	0,01	pF
Ingresso	3,6	pF
Uscita	7,5	pF

(1) Riferita al terminale negativo del filamento (piedino 1).
(2) Con o senza schermo esterno collegato al terminale negativo del filamento.

CONDIZIONI NORMALI DI IMPIEGO
(*Amplificatore classe* A_1)

Tensione anodica	90	V
Tensione di schermo	90	V
Tensione di griglia (1)	0	V
Resistenza anodica	1	Mohm
Transconduttanza	900	µA/V
Corrente anodica	1,6	mA
Corrente di schermo	0,5	mA
V_{g1} per I_a = 10 uA	– 4	V

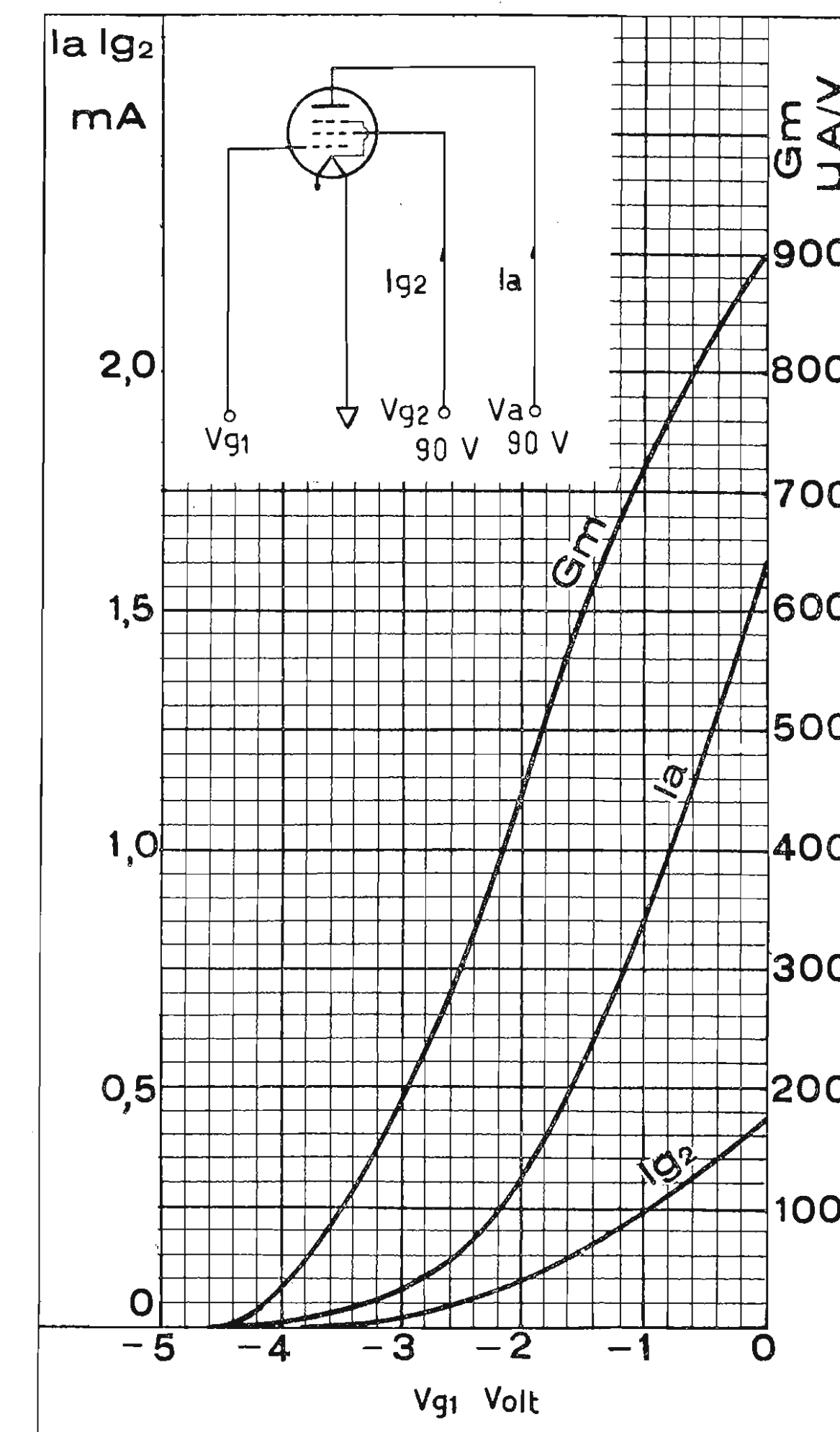



Fig. 3. — Caratteristiche mutue della valvola 1U4.

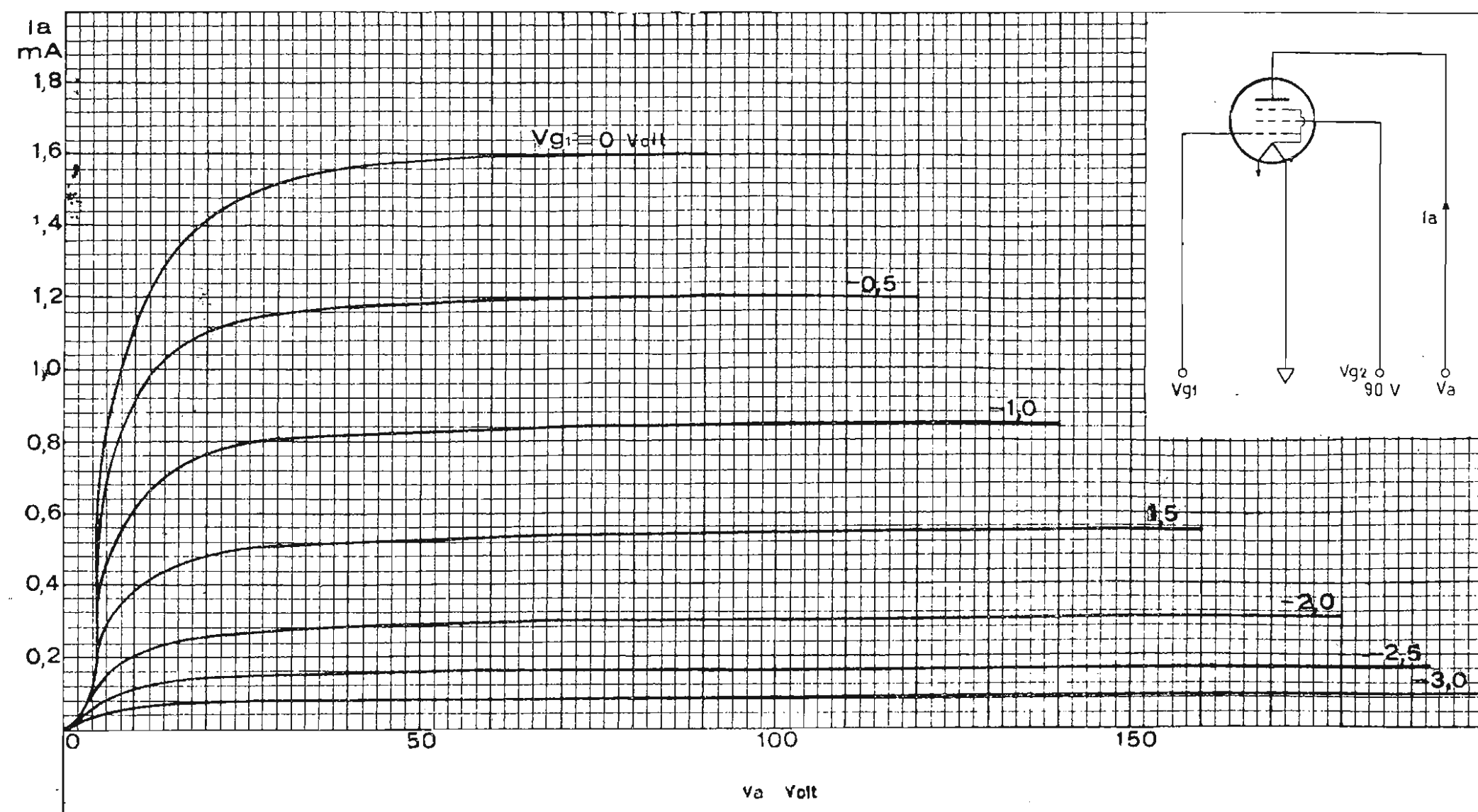



Fig. 4. — Caratteristiche anodiche della valvola 1U4.

2) Impiego della 1U4 in stadio amplificatore a R e C.

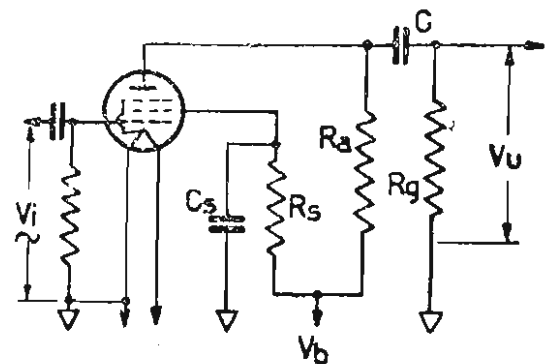



Fig. 5. — Circuito di impiego della 1U4 in stadio amplificatore a resistenza e capacità.

V_b V	R_a MΩ	R_g MΩ	R_s MΩ	C_s μF	C μF	V_u V	V_u/V_i A
45	0,22	0,22	0.06	0,046	0,011	11	23
		0,47	0,07	0,045	0,006	15	33
		1,0	0,011	0,04	0,003	17	39
	0,47	0,47	0,34	0,025	0,005	13	34
		1,0	0,44	0,022	0,003	16	46
		2,2	0,5	0,022	0,002	18	55
	1,0	1,0	1,0	0,016	0,003	14	43
		2,2	1,0	0,016	0,002	17	51
		3,3	1,1	0,015	0,001	17	60
90	0,22	0,22	0,3	0,046	0,01	27	37
		0,47	0,36	0,04	0,006	36	54
		1,0	0,4	0,038	0,003	39	63
	0,47	0,47	0,9	0,027	0,0045	29	61
		1,0	1,0	0,023	0,003	35	82
		2,2	1,1	0,022	0,002	38	96
	1,0	1,0	1,9	0,02	0,0025	30	77
		2,2	2,0	0,02	0,002	35	98
		3,3	2,2	0,018	0,001	37	114
135	0,22	0,22	0,4	0,052	0,011	44	46
		0,47	0,49	0,037	0,005	55	71
		1,0	0,52	0,034	0,003	60	83
	0,47	0,47	1,1	0,029	0,0045	45	77
		1,0	1,3	0,023	0,003	53	106
		2,2	1,4	0,022	0,002	59	123
	1,0	1,0	2,3	0,021	0,0025	45	104
		2,2	2,5	0,019	0,0015	53	136
		3,3	2,9	0,016	0,001	56	163

3) L'isolamento verso massa dell'autotrasformatore nei ricevitori con negativo isolato dal telaio.

Nei ricevitori del tipo ad autotrasformatore alimentante una raddrizzatrice monoplacca a riscaldamento indiretto secondo lo schema di figura 6, si verifica talvolta che, dopo un lungo periodo di inattività in luoghi umidi, si manifesti un ronzio a frequenza di rete solo in presenza di portante a R.F. Tale ronzio normalmente sparisce dopo qualche ora di funzionamento: esso è infatti dovuto a deficienza di isolamento nell'autotrasformatore di alimentazione che si elimina con il riscaldamento.

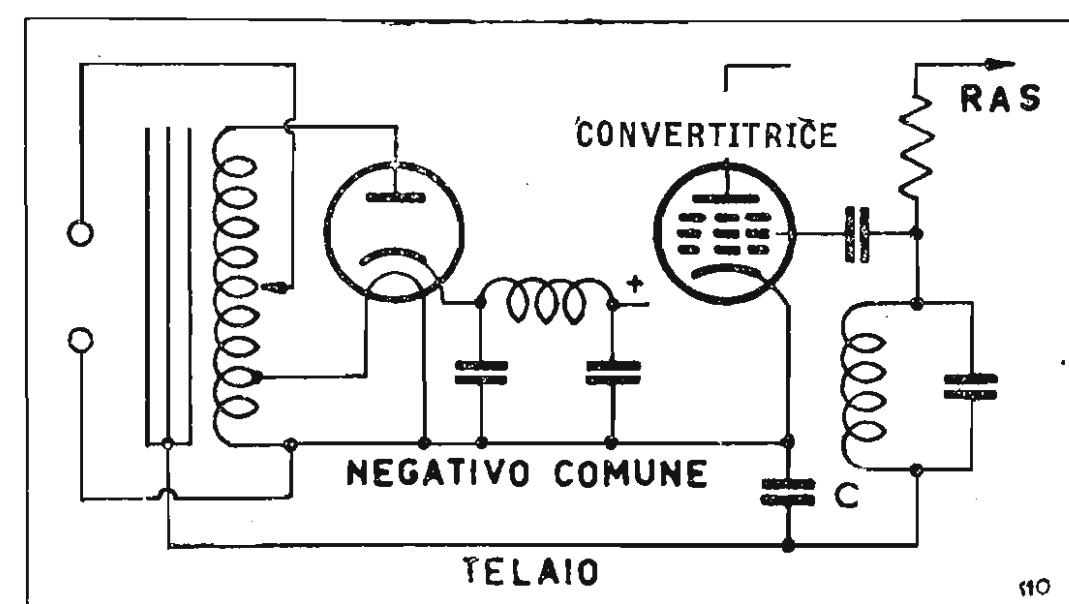



Fig. 6. — Schema di alimentazione con autotrasformatore senza perdite di isolamento.

Per rendersi conto di come nasca questo inconveniente si ricordi che in questi ricevitori il negativo comune è mantenuto isolato dal telaio; ciò perchè un capo della rete di alimentazione è connesso direttamente col negativo comune e si deve evitare di mettere a massa la rete di alimentazione quando si colleghi il telaio ad una presa di terra.

D'altra parte poichè il circuito di ingresso della convertitrice è a massa per ragioni di comodità, è necessaria una capacità C che chiuda detto circuito dalla parte del catodo, capacità che deve essere sufficientemente grande da presentare bassa reattanza alle radio frequenze, mentre deve essere sufficientemente piccola da fornire una reattanza alla frequenza di rete così alta da poter considerare ancora la rete isolata dal telaio. Come ordine di grandezza,

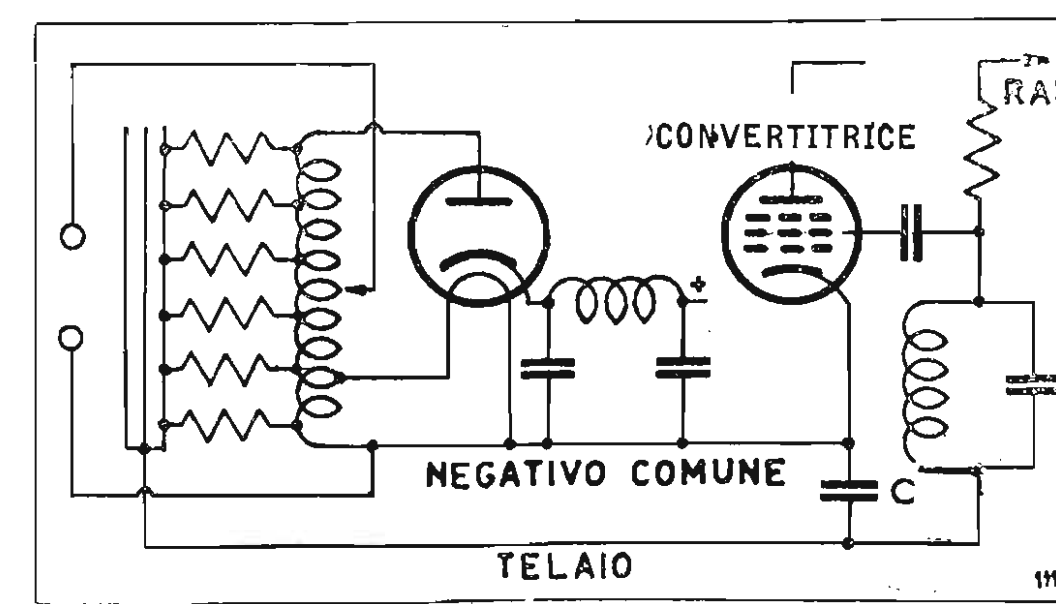



Fig. 7. — Schema di alimentazione con autotrasformatore con perdite di isolamento.

dal punto di vista della sicurezza, si può tener presente che anche se il telaio non viene connesso ad una presa di terra, va evitato che una persona, che tocchi inavvertitamente il telaio a rete inserita, sia sottoposta a tensione pericolosa; perciò la impedenza offerta da C deve essere grande di fronte alla impedenza Z_p tra telaio e massa attraverso la persona suddetta, così che la tensione di rete risulti localizzata praticamente tutta ai capi di C.

Orbene se non è perfetto l'isolamento tra l'avvolgimento dell'autotrasformatore ed il pacco relativo dei lamierini, ci si viene a trovare nelle condizioni di figura 7 che si può semplificare come in figura 8. In conseguenza si determina

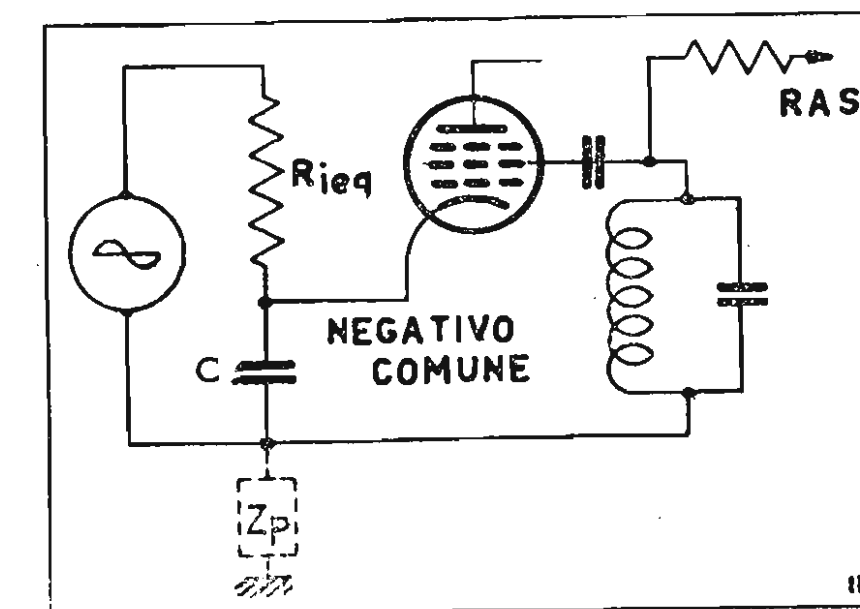



Fig. 8. — Schema equivalente della figura 6.

ai capi di C una tensione alternata tanto più grande quanto più piccola è la C e quanto più bassa è la resistenza di isolamento. Tale tensione viene applicata ai capi della griglia della convertitrice ed in conseguenza modula a frequenza di rete una eventuale radio frequenza in arrivo. Nasce così un ronzio a frequenza di rete che viene trasferito in uscita.

Per eliminare questo ronzio occorre aumentare la resistenza di isolamento il che di solito avviene spontaneamente in funzionamento per effetto del riscaldamento dell'autotrasformatore. Come ordine di grandezza si vede per esempio che prendendo una C uguale a 0,01 μF con una tensione di rete di 125 Volt ed una resistenza di isolamento equivalente di 5 Mohm, si ha ai capi della C una tensione di 6 Volt.

4) Interpretazione dei dati e limiti di sicurezza.

Iniziamo da questo numero la trattazione riguardante l'interpretazione dei dati e dei limiti di sicurezza come risultano dai bollettini o dal nostro Manuale Riceventi.

Le valvole elettroniche per funzionare il più a lungo possibile con il miglior rendimento, devono essere usate osservando le norme generali qui sotto indicate.

DATI CARATTERISTICI

I dati caratteristici di ogni tipo di valvola comprendono:

a) la tensione e la corrente di accensione;

b) le capacità interelettrodiche (limitatamente ai tipi destinati a funzionare a R.F.);

c) i valori massimi (o minimi) delle tensioni e delle dissipazioni dei vari elettrodi;

d) la massima resistenza di griglia (eventualmente);

e) la massima tensione tra filamento e catodo (eventualmente).

Questi elementi definiscono le condizioni limiti di funzionamento, in cui la valvola è sfruttata al massimo nelle sue possibilità: essi vanno considerati indipendentemente l'uno dall'altro. Sorpassando questi limiti di funzionamento si ottengono irregolarità e si riduce la durata della valvola.

CONDIZIONI NORMALI DI FUNZIONAMENTO

Rappresentano il complesso dei valori delle tensioni e delle correnti che, insieme ad alcuni valori di elementi caratteristici dei circuiti (per esempio la resistenza di carico) individuano una particolare condizione di funzionamento. I dati raccolti sotto questo titolo sono scelti in modo da indicare le condizioni in cui la valvola fornisca il miglior rendimento nel funzionamento degli stadi alla cui realizzazione essa è particolarmente destinata.

In generale sarà consigliabile far funzionare le valvole nelle condizioni in parola, per quanto ciò non sia strettamente indispensabile: infatti ogni valvola può funzionare in qualsiasi condizione compresa entro i limiti indicati nei dati caratteristici.

I dati riferiti come condizioni normali di funzionamento sono da considerarsi come valori medi, relativi all'intera produzione di ogni tipo particolare. I valori effettivi, che si misureranno per le singole valvole di uno stesso tipo, possono essere leggermente differenti da quelli indicati (per esempio, con tensioni uguali a quelle specificate, si possono misurare correnti lievemente diverse da quelle indicate). Questi scostamenti sono dovuti alle inevitabili differenze che si producono durante la lavorazione e sono contenuti entro limiti ristretti per mezzo di accurati controlli di fabbrica.

Quando si desideri far funzionare una valvola in condizioni diverse da quelle indicate come normali, si potrà far uso di coefficienti di conversione, come è indicato in apposita tabella ed utilizzabile in modo particolare per le valvole di potenza.

ACCENSIONE

Dati caratteristici e limiti di sicurezza.

Per ogni tipo di valvola sono specificate:

— la tensione di accensione V_f (in Volt), cioè la tensione ai terminali del riscaldatore o del filamento, rispettivamente nelle valvole con catodo a riscaldamento diretto;

— la corrente di accensione I_f (in Ampère), cioè la corrente che percorre il filamento (riscaldatore).

Il prodotto V_f I_f rappresenta la potenza che viene trasformata in calore per mantenere il catodo alla temperatura necessaria ad ottenere la migliore emissione specifica.

Le valvole elettroniche riceventi sono ordinariamente progettate in modo che il loro rendimento e la loro durata non subiscano riduzioni notevoli se la potenza di accensione

viene variata entro limiti piuttosto ampi. Tuttavia si deve tener presente che un sovrariscaldamento del catodo riduce sicuramente la vita della valvola, perchè determina una troppo rapida evaporazione del materiale attivo e, specialmente nei tipi a riscaldamento diretto, può portare alla rottura del filamento.

Poichè si deve tener conto delle possibili variazioni della tensione del generatore, da cui gli apparati derivano l'energia (generatore indipendente, rete industriale, batteria di accumulatori, od altro), si tenga presente che *la tensione e la corrente di accensione specificata per ogni tipo di valvola si riferiscono alle condizioni normali di funzionamento degli apparati.*

Pertanto i circuiti di accensione vanno progettati e collaudati con la condizione che la tensione di accensione di ogni valvola abbia il valore prescritto quando la tensione di alimentazione ha il suo valore normale e l'apparato funziona a pieno carico.

Ordinariamente, quando non sia detto diversamente, le valvole sono in grado di funzionare in buone condizioni, e senza che la durata del catodo sia ridotta in modo inaccettabile, anche se la tensione (o la corrente) di accensione subisce le variazioni intorno al valore prescritto che possono essere dovute alle ordinarie oscillazioni della tensione di alimentazione (sia che questa venga ottenuta da una rete a corrente continua o alternata, sia che venga ottenuta da una batteria di pile o di accumulatori).

Se non è specificato diversamente, le massime variazioni ammesse per la tensione di accensione sono quelle che può subire la tensione di una batteria di accumulatori passando dalla piena carica alla fine di scarica, intendendosi che il funzionamento normale corrisponda a una tensione di 2,1 Volt per elemento.

Per alcuni tipi di valvole viene fissato un limite superiore della tensione di accensione. Queste valvole non dovranno essere impiegate in quelle costruzioni in cui si preveda che la tensione di accensione possa superare il valore massimo indicato. Così per esempio per quei tipi di valvole con accensione a 6,3 Volt e per quei particolari impieghi, per cui è specificato che la tensione di accensione non deve superare 7 Volt (10 per cento in più del valore normale) sarà da escludere l'accensione con batterie di accumulatori al piombo dato che la tensione di una di tali batterie, formata con tre elementi, può temporaneamente raggiungere e superare anche 8 Volt. Non tenendo conto di questi avvertimenti si corre il rischio di vedere compromesso il funzionamento della valvola per il verificarsi di tutti gli inconvenienti dovuti ad eccessivo riscaldamento del catodo.

4) Valvole per televisione.

In vista dell'imminente inizio della fabbricazione dei ricevitori per televisione, la FIVRE ha compilato un elenco delle valvole da preferirsi nel progetto di tali apparecchi.

Si tratta di 13 tipi speciali che, in aggiunta ai tipi già di normale fabbricazione ed al cinescopio, permetteranno di realizzare qualunque tipo di ricevitore per TV.

Diamo l'elenco di questi tipi speciali mentre nei prossimi numeri ne illustreremo le caratteristiche.

IB3 GT	Diodo raddrizzatore ad una semionda	Alimentatrice A.T.
6AB4	Triodo per R.F.	Amplificatrice R.F. con griglia a massa; oscillatrice.
6AL5	Doppio diodo rivelatore	Rivelatrice video; separatrice di sincronismo; rivelatrice audio; discriminatrice; R.A.F.; reintegrazione componente continua.
6AU6	Pentodo R.F. a μ fisso	Amplificatrice R.F.; amplificatrice F.I. video ed audio; limitatrice audio; preamplificatrice B.F.; R.A.S.
6AV5 GT	Amplificatrice potenza a fascio	Amplificatrice finale di deflessione orizzontale.
6BK7	Doppio triodo per R.F.	Amplificatrice R.F. in circuito « cascode ».
6CB6	Pentodo R.F. a μ fisso	Amplificatrice R.F.; amplificatrice F.I. video e audio; amplificatrice video; mescolatrice.
6T8	Triplo diodo-triodo	Rivelatrice audio; preamplificatrice B.F.; discriminatrice; R.A.F.
6W4 GT	Diodo raddrizzatore di una semionda	Diodo « Damper ».
12AT7	Doppio triodo per B.F.	Amplificatrice R.F.; oscillatrice; mescolatrice; amplificatrice video.
12AU7	Doppio triodo ad alto μ	Separatrice; amplificatrice; limitatrice di sincronismo; multivibratore; oscillatrice e amplificatrice deflessione verticale ed orizzontale; amplificatrice finale di deflessione verticale; R.A.F.
12AX7	Doppio triodo medio μ	Separatrice; amplificatrice; limitatrice di sincronismo; multivibratore; oscillatrice e amplificatrice deflessione verticale ed orizzontale; amplificatrice finale di deflessione verticale; R.A.F.
12BH7	Doppio triodo	Amplificatrice video; amplificatrice finale di deflessione verticale.
17BP4B		Cinescopio da 17 pollici (43 cm) rettangolare tutto vetro, a deflessione e focalizzazione magnetica, alluminato, provvisto di schermo conduttivo esterno da collegare a massa in funzione di capacità di filtro.

5) Dati tecnici trasmittenti.

È stata approntata la 6ª edizione dei dati trasmittenti. In essa figurano, fra gli altri, i nuovi tipi 100TH, 4D21, 5D22, 5C24, 891-RL, 892-RL, 893B-RL, 895-RL. Il costo della pubblicazione è di L. 200. Gli interessati lo possono richiedere a:

FIVRE
Ufficio Pubblicazioni Tecniche
Via Fabio Filzi, 1 - PAVIA

UNA CORRISPONDENZA DALLA FRANCIA

IL SALONE DEI PEZZI STACCATI A PARIGI

Veduta generale del Salone dal punto (1) (vedi pianta in colore).

Anche quest'anno si è tenuto, dal 15 al 19 febbraio, il « Salon national de la pièce détachée radio, accessoires, tubes électroniques et appareils de mesure ».

La manifestazione, ordinata in un grande padiglione del « Parc des Expositions » alla porta di Versailles, è ben riuscita, sia per il concorso di visitatori, venuti anche da numerosi paesi stranieri, sia per la varietà e l'interesse dei prodotti esposti nei 200 « stands » che componevano la Mostra.

Il Salone era strettamente nazionale ed erano perciò esposti solo prodotti francesi, sia pure costruiti, come in alcuni casi, da Case consociate francesi, su disegni e progetti della Casa madre straniera.

Assieme ai numerosi e svariati prodotti relativi ai normali radioricevitori ed alle minuterie di ogni genere, una parte notevole del Salone era dedicata alla televisione.

Numerosa ed abbastanza completa la partecipazione delle Case costruttrici di strumenti ed apparecchiature di misura. Anche la telefonia automatica, la tecnica delle onde centimetriche erano rappresentate con qualche interessante realizzazione. Invece praticamente nessuna partecipazione si è notata riguardante la cinematografia sonora, l'elettronica industriale (comandi di macchine utensili ecc.) il riscaldamento elettronico ed i trasmettitori.

* * *

Per quanto riguarda i normali radioricevitori da un punto di vista generale si può osservare che l'assenza della modulazione di frequenza (anche il canale suono della televisione è in Francia a modulazione di ampiezza) non pone certi problemi che si presentano alla nostra industria. Anche in Francia il ricevitore più comune è quello a cinque valvole a più gamme d'onda. Erano quindi esposti i vari gruppi a 2, 3, 4 o più gamme costruiti da diverse Case. A tale proposito occorre però osservare che, in questo campo, in Francia le forze sono forse meno suddivise che da noi e che anche grandi Case costruttrici non disdegnano di acquistare il gruppo di alta frequenza ed i trasformatori di frequenza intermedia da una Casa specializzata in tale campo; ciò consente loro di ridurre i prezzi. Succede così che, per esempio, un'officina di Parigi costruisce da sola circa mezzo milione di gruppi ed un milione di trasformatori di F. I. all'anno, con un numero di operai relativamente ridotto, sia per la grande specializzazione, sia perchè è stato organizzato il ciclo di lavorazione in modo da non avere interruzioni o riduzioni stagionali.

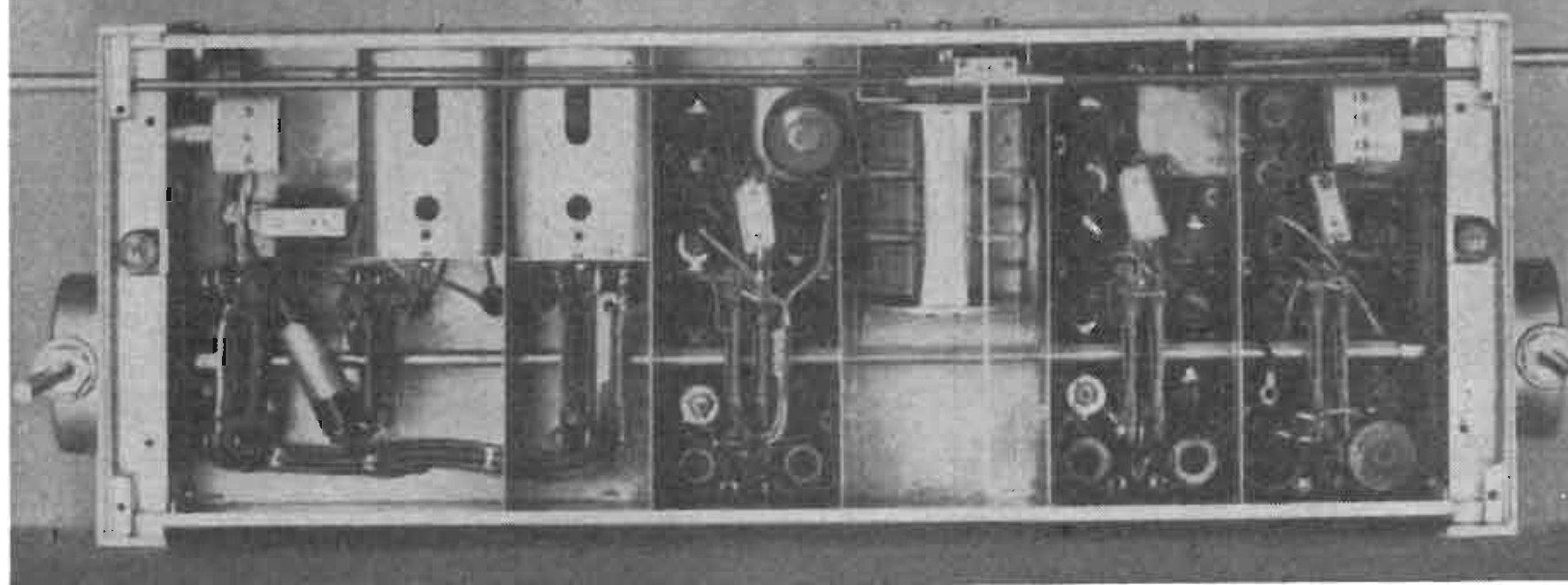
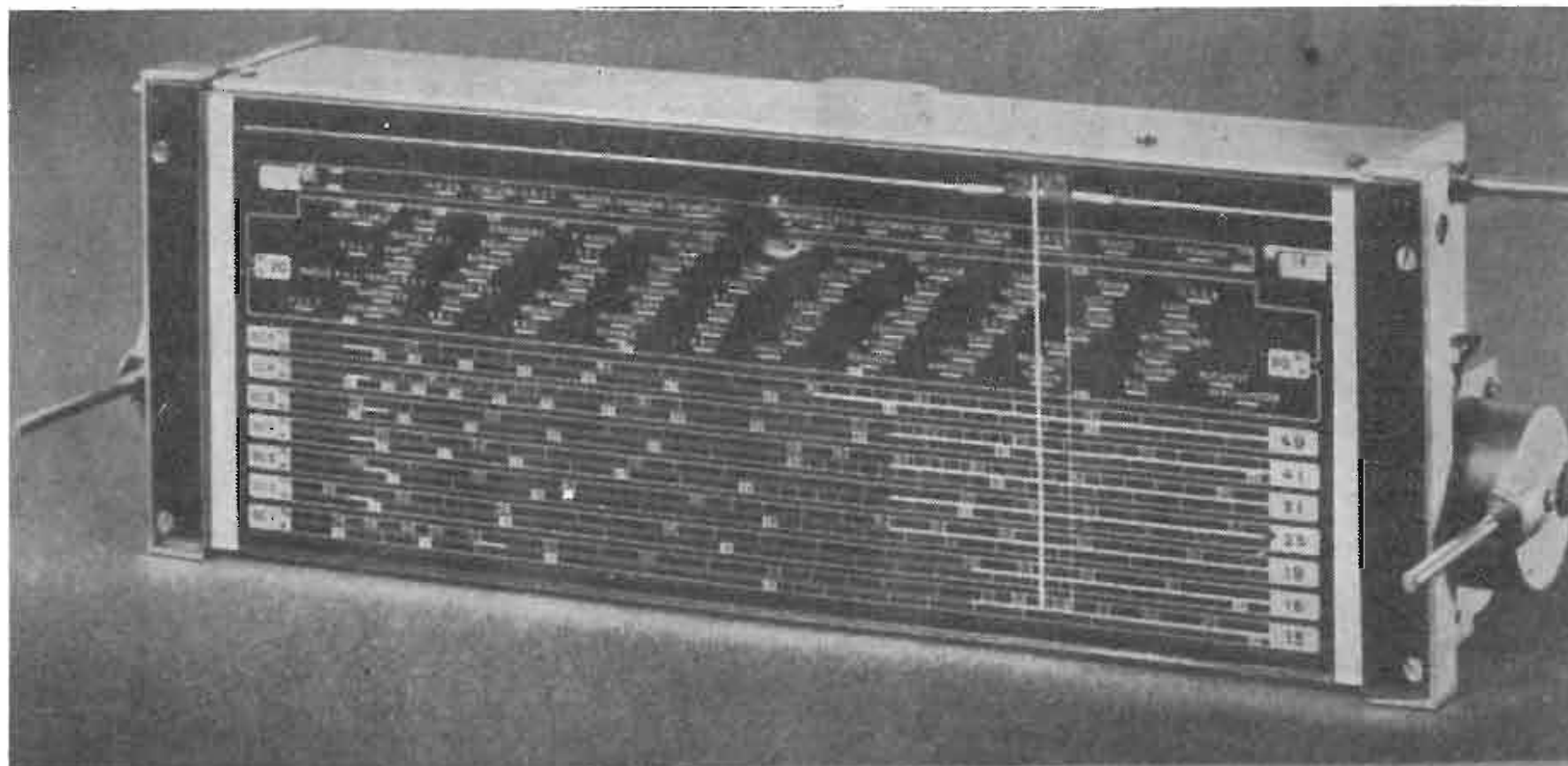
Anche in Francia stanno usando scale parlanti sempre più grandi e che occupano l'intero fronte dell'apparecchio.

Nel campo della riproduzione musicale vi è una certa tendenza alla ricerca di un suo miglioramento con l'impiego di altoparlanti di qualità a due elementi coassiali, di cui erano esposti diversi modelli. In verità un esperimento di riproduzione di qualità effettuato nella sala delle riunioni, non mi è sembrato molto soddisfacente e sia presso di noi, sia altrove ho ascoltato riproduzioni migliori.

Si sta pure sviluppando, come da noi, l'uso dei dischi a lunga durata (era esposto un bel modello di giradischi a tre velocità) e dei nastri magnetici.

* * *

Per quanto riguarda la televisione, stanno prendendo sempre maggiore sviluppo i ci-

Veduta generale del Salone dal punto (2).

Apparecchio radio montato interamente sul retro della scala parlante (Omega).

Guida d'onda di misura a sonda mobile per la gamma dei 3 cm di lunghezza d'onda (Derveaux)

nescopi a schermo rettangolare di cui la Visseaux-Radio, su licenza Sylvania, costruisce un modello avente uno schermo di 480 mm. × 380 mm. con una dimensione utile dell'immagine di 438 × 337 mm.

Per i nuclei del trasformatore per l'alta tensione la Philips offre il suo « ferrocubo »; alcune ditte però, soprattutto per ragioni di costo, preferiscono l'impasto di polvere di ferro stampata.

Erano presenti anche vari strumenti per l'allineamento e la taratura dei televisori, che consentono di ottenere sullo schermo reticoli di diversa forma e dimensione. Un costruttore di tali apparecchi, messo di fronte alla probabile richiesta di essi anche in Italia e tenuto conto del diverso « standard » adottato, ha dichiarato di voler prontamente studiare il problema con il proposito di presentare i campioni di tali apparecchi durante la prossima Fiera di Milano. Egli ha tuttavia dichiarato che per lo « standard » italiano non prevede di poter subito fornire, come per quello francese, la possibilità di controllare con lo stesso apparecchio anche il canale suono, essendo questo da noi modulato in frequenza. Ciò, d'altra parte, non costituirà un grave inconveniente potendosi controllare il canale suono con le stesse apparecchiature già a disposizione per i ricevitori a M. F.

* * *

Numerose le Case costruttrici di strumenti di misura e talora interessanti, originali e ben finite le apparecchiature esposte. Tuttavia, come già si disse, mancano i generatori modulati in frequenza mentre non mancano invece le apparecchiature per le prove sulle lunghezze d'onda centimetriche a guide d'onda.

* * *

Fra le cose meno comuni si possono notare, cristalli al germanio, termistori, resistenze non lineari, condensatori in ceramica ad elevatissima costante dielettrica, condensatori in stiroflex, quarzi e filtri a quarzo, ecc.

* * *

Uno « stand » particolare suddiviso in 24 parti era occupato dalle varie Case Editrici che pubblicano riviste periodiche nel campo della radio. E sono infine da segnalare le pubblicazioni dell'« Union technique de l'électricité intéressant les industries radioélectriques » comprendenti una numerosa serie di fascicoli per l'unificazione delle norme da effettuare sulle apparecchiature elettroniche e le loro parti.

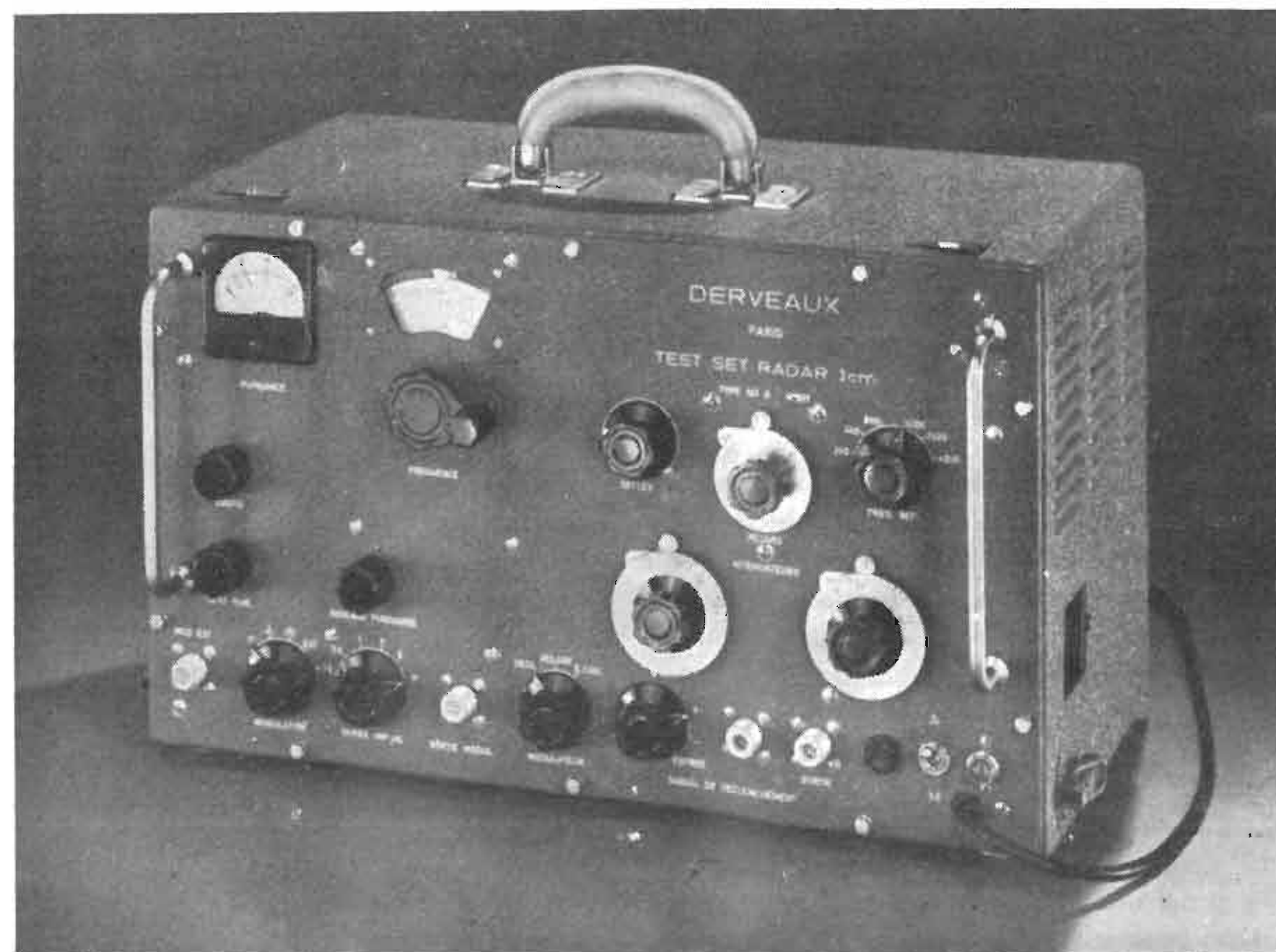
In complesso, come già si disse, una interessante e ben riuscita manifestazione.

(63) G. D.

Parigi, 19 febbraio 1952.

Tori e nuclei di ferro polverizzato e stampato per televisione (Omega).

Generatore di misura sulla gamma dei 3 cm di lunghezza d'onda (Derveaux).

DALLA STAMPA ELETTRONICA

D. G. F. - **NUOVO CINESCOPIO TRICROMICO DI LAWRENCE** (*New Lawrence Tricolor Tube Shown.* « Electronics », XXIV, n. 11, novembre 1951, pagine 146-148; *Phosphor - Strip Tricolor Tubes.* « Electronics », XXIV, n. 12, dicembre 1952, pagine 89-91).

1. Struttura dello schermo tricromico.

Il nuovo cinescopio tricromico, sviluppato dal prof. E. O. Lawrence dell'Università di California, fu presentato, nei laboratori della Paramount Television, il 21 settembre scorso. Successivamente perfezionato, nella sua ultima edizione esso è montato in un involucro a cono metallico con diametro esterno dello schermo di 55 cm (fig. 1).

La parte essenziale del nuovo tubo, che fa uso di un solo pennello elettronico, è il sistema che costituisce lo schermo (parte centrale in fig. 1). Su una lastra di vetro piana sono depositate 1200 strisce verticali di fosfori dei tre colori primari: rosso (R), verde (V), blu (B), secondo la seguente sequenza R V B B V R R V B ... come è illustrato nelle figure 2 e 3 (naturalmente poichè due strisce rosse e due blu risultano adiacenti, esse formano in realtà una sola striscia di larghezza doppia di quella verde). La larghezza di ogni striscia è di 0,338 mm cosicchè ciascuna terna occupa 1,015 mm e la larghezza dell'intero schermo è di 406 mm. Lo schermo è alluminato.

Alla distanza di 10 mm dallo schermo vi è una griglia connessa col secondo anodo del fucile elettronico e sottoposta alla tensione di 3500 ÷ 4000 V; questa griglia è costituita da quattrocento fili del diametro di 0,2 mm posti alla distanza (fra gli assi) di 1 mm.

I fili della griglia sono accuratamente allineati con lo schermo in modo che la striscia verde risulti al centro fra due fili. Poichè il raggio catodico è deviato orizzontalmente attraverso i fili della griglia entro un angolo massimo di 70°, esso colpisce la griglia ortogonalmente al centro e con un angolo, rispetto alla normale, che arriva fino a 35° ai lati. L'allineamento tra i fili della griglia e le strisce dello schermo deve tener conto di ciò (fig. 2) ed è per questo che la larghezza totale dello schermo (400 × 1,015 = 406 mm) è maggiore di quella della griglia (400 × 1 = 400 mm).

Lo schermo (l'alluminatura) è connesso ad una tensione di post-accelerazione quadrupla di quella del secondo anodo-griglia, cioè di 14 ÷ 16 kV. Questa determina, oltre ad un forte aumento di luminosità, una focalizzazione del raggio (fig. 3) il quale assume una sezione ellittica con larghezza molto minore di una striscia; perciò non è necessario che la precisione di allineamento dei fili superi metà larghezza di una striscia cioè circa 0,15 mm. La regolazione della tensione di post-accelerazione consente di perfezionare l'allineamento nelle regioni laterali.

Poichè la griglia è collocata a breve distanza dallo schermo, la tensione di post-accelerazione non determina un aumento apprezzabile della tensione necessaria per ottenere la scansione, che deve praticamente essere proporzionata alla sola tensione acceleratrice di 3500 ÷ 4000 V, applicata alla griglia.

2. Selezione di colore.

La selezione del colore è ottenuta deflettendo lievemente il fascio a destra o a sinistra per effetto di una d. d. p. applicata fra due fili adiacenti della griglia; questi sono alternativamente collegati tra loro così da formare due armature, una relativa ai fili pari, l'altra ai fili dispari, come è illustrato dalle figure 2 e 3.

In mancanza di d. d. p. applicata fra le armature il raggio colpisce le strisce verdi (tratteggiate in nero nelle figure 2 e 3), se invece l'armatura dei fili dispari (segnati con un cerchietto pieno in fig. 2) è positiva rispetto a quella dei fili pari, i raggi sono deviati in modo da colpire le strisce rosse (raggi segnati in rosso in fig. 2), se poi si invertono le polarità fra i due sistemi di fili i raggi colpiscono le strisce blu (raggi segnati in blu in fig. 2).

La capacità fra i due sistemi di fili è di 1020 pF, la tensione necessaria per la deviazione è di 440 V.

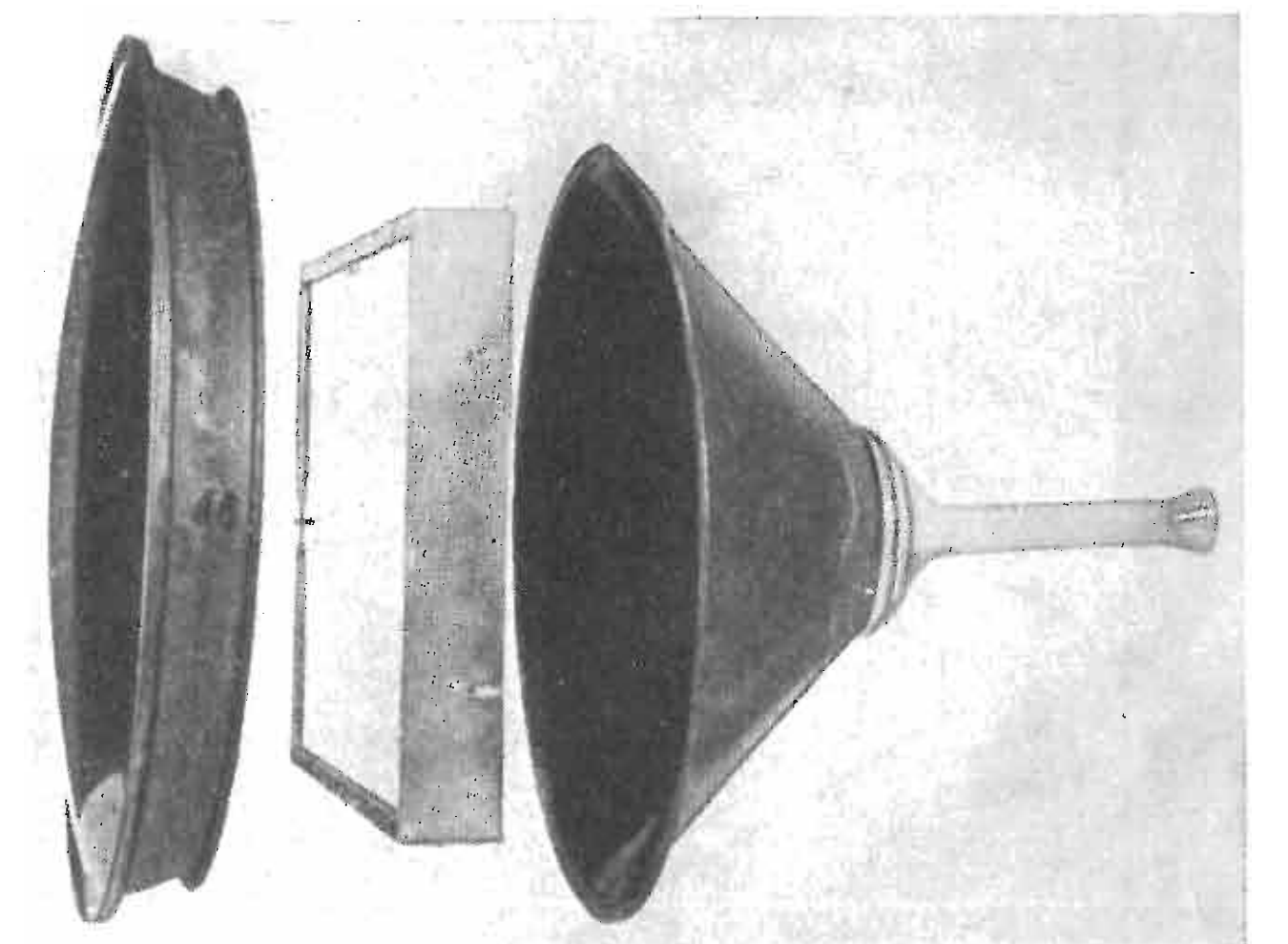



Fig. 1. — Vista dell'involucro aperto e del sistema che costituisce lo schermo tricromico con la sua griglia di comando.

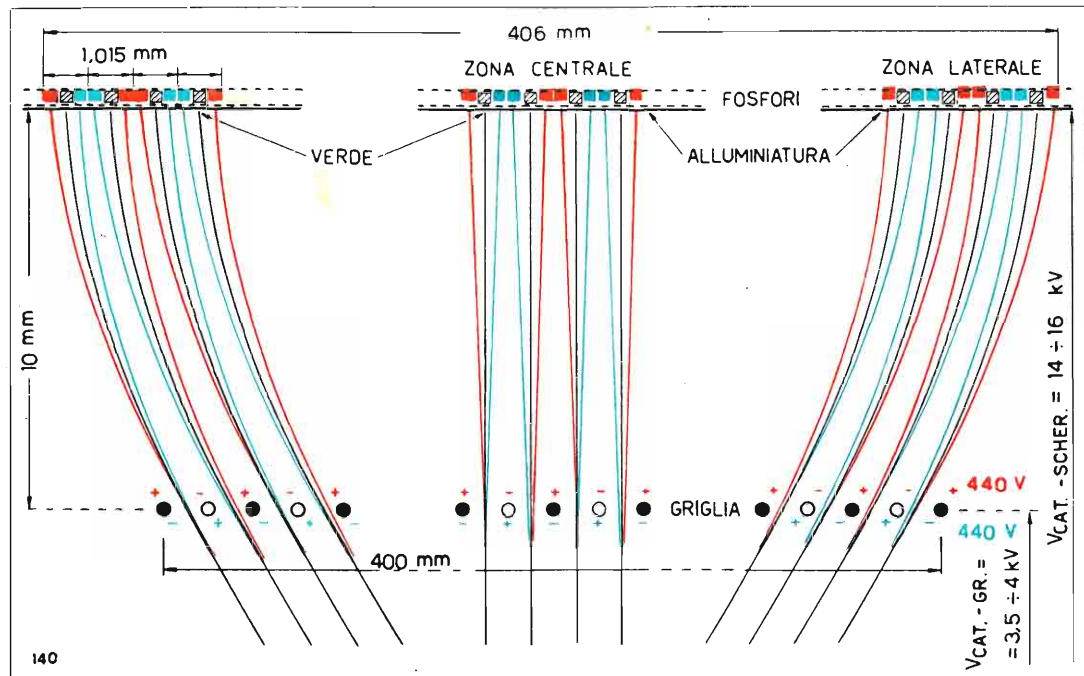



Fig. 2. — Disegno schematico della sezione orizzontale dello schermo tricromico a strisce verticali e della griglia di comando, con l'indicazione delle traiettorie degli elettroni, segnate col colore del fosforo che colpiscono.

Se si usa il sistema C B S a sequenza di quadro la tensione da applicare dovrà avere un andamento simile a quello rappresentato in figura 4. La potenza reattiva per la deflessione di colore è in buona parte richiesta sulla componente fondamentale a 48 Hz della tensione di comando. Su tale frequenza la corrente assorbita dalla capacità fra i fili di griglia è dell'ordine di 0,1 mA e la potenza reattiva dell'ordine di 30 mW.

Se invece si usa il sistema N T S C la sequenza di colore è di 3,89 MHz e la potenza reattiva richiesta per la deflessione risulterebbe di circa 2,5 kW; quindi il tubo non può praticamente essere usato con tale sistema.

3. Risultati e perfezionamenti previsti.

Durante le dimostrazioni sperimentali la struttura a righe verticali risultò piuttosto evidente anche alla distanza normale di 5 volte l'altezza dello schermo.

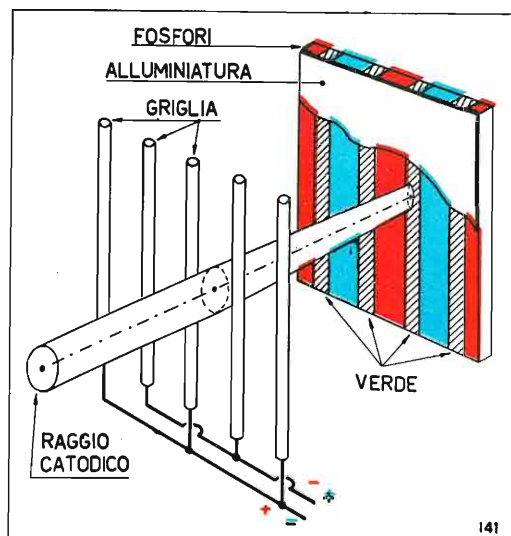



Fig. 3. — Disegno prospettico di un frammento di schermo e di griglia con il raggio catodico focalizzato dalla tensione di post-accelerazione.

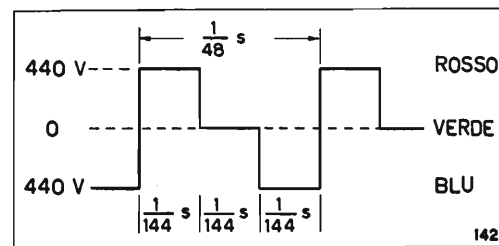



Fig. 4. — Andamento teorico della tensione per il comando di colore

Ciò è dovuto probabilmente sia al fatto che due righe rosse e due righe blu sono adiacenti, sia al fatto che i vari elementi di uno stesso colore sono allineati verticalmente. Per evitare questo inconveniente è stato deciso di attuare un tubo con un numero più grande di strisce (probabilmente doppio).

È stato anche annunciato un tubo a tre distinti raggi catodici, uno per ciascun colore, che avrà tutti i fili di griglia connessi fra loro e non richiederà deflessione di colore. Il comando di colore sarà effettuato su ogni singolo raggio e si potranno ottenere tre immagini contemporanee nei tre colori, secondo il sistema N T S C.

(51) G. D.

LIBRI E PUBBLICAZIONI

GIUSEPPE DILDA: **Introduzione ai fenomeni elettronici alla luce delle teorie atomiche moderne.**

Libreria Editrice Universitaria Levrotto & Bella - Torino 1950 - pagg. VIII + 128 con 58 ill. e 12 tabelle di cui 1 f. t. Prezzo L. 350 in Torino.

Iniziato il lavoro con l'intento di rinnovare la sua ben nota « Radiotecnica », l'Autore dopo qualche tempo dovette interromperlo. Ne rimase per il momento un grande ed organico capitolo introduttivo che ben meritava, con lievi aggiunte e ritocchi, di venire pubblicato a sè stante. Nacque così questo interessante volumetto.

Stabilito il quadro fondamentale rispecchiante la struttura della materia in base alle teorie della fisica moderna, l'Autore passa a considerare successivamente, con un logico concatenamento, le varie forme che assume la corrente elettrica in dipendenza della natura del mezzo attraversato.

Definita la corrente elettrica in generale ed esaminata la corrente di conduzione nei conduttori, si passa a considerare la corrente nei semiconduttori. Qui naturalmente vengono illustrati il potenziale intrinseco e le varie forme di emissione elettronica (termoelettrica, secondaria, fotoelettronica e a freddo) nonchè la conduttività unidirezionale e quindi i raddrizzatori a strato di arresto a contatto puntiforme ed il transistor.

Si passa quindi alla corrente nel vuoto, e qui si illustrano la velocità degli elettroni nel vuoto ed il fenomeno della carica spaziale.

Si esamina poi la corrente nei gas, e qui si parla della distribuzione del potenziale, della distribuzione spettrale della radiazione luminosa, dei tubi fluorescenti e luminescenti.

Si passa quindi alla corrente di convenzione nelle soluzioni ed alla corrente di spostamento nei dielettrici.

Vengono poi prese in esame le tensioni di contatto e le sorgenti di f.e.m. (pile, termocoppie, cellule fotoelettriche a strato di arresto).

Un ultimo capitolo tratta delle dipendenze tra struttura atomica ed altri fenomeni elettrici (piezoelettricità, magnetismo ed elettromagnetismo).

Il volumetto offre in sostanza un vasto quadro unitario dei vari fenomeni elettronici e costituisce un ammirevole lavoro di sintesi svolto dall'Autore con l'abituale semplicità e chiarezza di esposizione.

La sua lettura sarà indubbiamente di grande utilità non solo a quanti si interessano di radiotecnica, ma anche a coloro che desiderano rendersi conto delle immense possibilità di sintesi e della grande fecondità offerte dalle teorie della fisica moderna.

R. M. (43)

A. LABÒ - S. BARBIERI: **Centrali telefoniche automatiche - Guida all'esercizio.**

Volume rilegato di 295 pagine formato cm. 17x24 con 137 figure - Edito dalla Siemens S. p. A. - Milano.

Questa nuova pubblicazione che oltre ai pregi di contenuto ha anche il merito di essere la prima del genere in Italia, come chiaramente espresso dagli autori stessi, è destinata a quanti si interessano dell'esercizio, e della manutenzione delle centrali telefoniche automatiche.

Limitato ai sistemi passo a passo, ed in particolare al sistema Siemens, il testo è diviso in due parti, rispettivamente di 8 e 4 capitoli.

L'argomento della prima parte è una visione panoramica degli organi costitutivi di una centrale automatica, e partendo dai concetti fondamentali dell'autocommutatore, attraverso un esame dettagliato degli elementi costruttivi più importanti, quali i relè, i selettori, gli apparecchi di abbonato stessi, giunge, nel terzo capitolo, a compendiare utili indicazioni per la lettura interpretativa degli schemi di principio e di montaggio.

Segue la descrizione concettuale delle fasi e dei procedimenti per la formazione di un collegamento, mettendo in evidenza, con l'esame di uno schema tipo, il coordinamento e la sintesi dell'azione dei vari elementi che questi collegamenti concorrono a stabilire. Questa prima parte è completata da note illustrative sulle stazioni di energia, sulla ripartizione, e sulla costituzione propria delle centrali.

Forma argomento della seconda parte la manutenzione delle centrali, e partendo dall'analisi della natura dei guasti stessi vengono posti in evidenza: l'importanza essenziale dell'azione preventiva, i procedimenti per la ricerca e la riparazione dei guasti e quindi le modalità ed i mezzi che queste operazioni attuano.

(continua a pag. 103)

NOTIZIARIO

CORSO DI PERFEZIONAMENTO IN ELETTROTECNICA - TORINO

Presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale « G. Ferraris » si tiene un Corso di Perfezionamento in Elettrotecnica diviso in due sezioni: Costruzioni Elettromeccaniche e Comunicazioni Elettriche; quest'ultima sezione è a sua volta suddivisa in due sottosezioni: Radiotecnica e Telefonia. Il Corso è diretto dal Prof. Giancarlo Vallauri, ordinario di Elettrotecnica del Politecnico di Torino.

Il Corso ha come fondamento gli insegnamenti generali di Elettrotecnica Generale, Elettrotecnica Complementare, Misure Elettriche (per ambedue le Sezioni), Impianti Elettrici, Costruzioni Elettromeccaniche, Trazione Elettrica (per la sezione Costruzioni Elettromeccaniche) e Comunicazioni Elettriche (per la Sezione Comunicazioni Elettriche). Da tali insegnamenti possono essere esentati (a domanda degli interessati, da presentare al Direttore del Corso) quegli iscritti che provino di avere precedentemente seguito con profitto corsi analoghi. E' inoltre raccomandato agli allievi di seguire, presso la Facoltà di Scienze dell'Università, il corso di Fisica Matematica.

Per ciascuna delle Sezioni o Sottosezioni il Corso consiste in insegnamenti speciali, integrati da gruppi di conferenze di carattere monografico, da esercitazioni e prove teoriche e sperimentali e da visite e sopraluoghi.

Il Corso ha la durata di un anno accademico. Ad esso possono essere iscritti i laureati in ingegneria, in fisica od in matematica e fisica. Il Corso rilascia un Certificato di Perfezionamento in Elettrotecnica: Sezione Costruzioni Elettromeccaniche ovvero Sezione Comunicazioni elettriche (Sottosezione Radiotecnica o Sottosezione Telefonia).

Possono venire ammessi al Corso gli Ufficiali di Artiglieria, Genio e Marina che abbiano superato gli esami dei rispettivi corsi di applicazione, anche se sprovvisti di diploma di ingegnere. Ad essi viene rilasciato un certificato degli esami superati.

Gli esami delle materie speciali per ciascuna Sezione si svolgono durante le sessioni estiva ed autunnale. La prova finale ha luogo nella sessione autunnale, non oltre il 15 dicembre, dopo che il candidato abbia svolto un lavoro di carattere teorico-sperimentale.

Gli iscritti al Corso possono chiedere di essere ammessi a seguirlo come allievi interni. Gli allievi interni frequentano l'Istituto con orario normale dal 10 gennaio al-

SEZIONI COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE

Corso	Docente
CORSI ANNUALI	
1. Complementi di macchine elettriche. Alte tensioni	A. CARRER
2. Complementi di impianti elettrici	A. DALLA VERDE, G. QUILICO, S. B. TONIOLO
3. Apparecchi ionici	A. ASTA
CORSI QUADRIMESTRALI	
4. Tecnologie delle macchine elettriche	G. C. ANSELMETTI
5. Tecnologie degli impianti elettrici	A. BRAMBILLA
Misure industriali sugli impianti elettrici	E. SAINT PIERRE
6. Complementi di misure elettriche	P. LOMBARDI
7. Materiali magnetici, conduttori e dielettrici	V. ZERBINI, B. LAVAGNINI
8. Introduzione alla teoria dei circuiti elettrici	G. ZIN

Esami di gruppo: 1-4; 2-5; 6-8.

SEZIONI COMUNICAZIONI ELETTRICHE

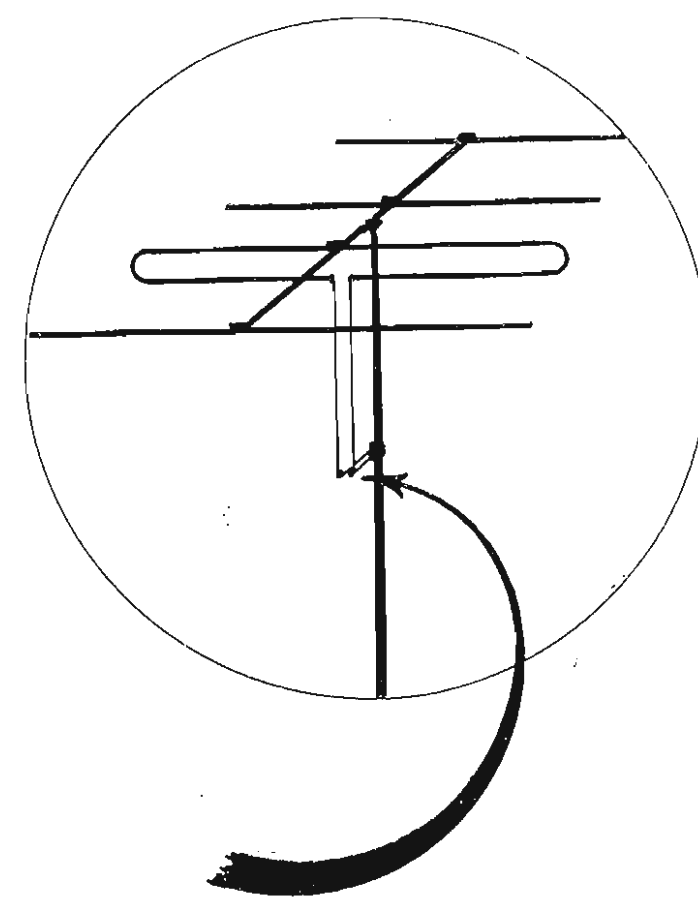
SOTTO-SEZIONE RADIOTECNICA

Corso	Docente
CORSI ANNUALI	
1. Propagazione e antenne	M. BOELLA
2. Tubi elettronici	A. PINCIROLI
3. Misure:	
I - Complementi di misure elettriche	P. LOMBARDI
II - Misure radioelettriche	G. GREGORETTI, C. EGIDI
III - Misure sui tubi elettronici	R. FERRERO
CORSI QUADRIMESTRALI	
4. Radiolocalizzazione	C. EGIDI
5. Radiotrasmettitori	G. GREGORETTI
6. Radioricevitori	G. DILDA
7. Elettroacustica	G. B. MADELLA
8. Introduzione alla teoria dei circuiti elettrici	G. ZIN
9. Forme d'onda speciali	M. SOLDI
CORSI MONOGRAFICI	
Tecnica televisiva	A. TISCHER
Elettronica industriale	C. EGIDI, G. GREGORETTI

Esami di gruppo 1-4; 2-9; 5-6; 7-8.

SOTTOSEZIONE TELEFONICA

Corso	Docente
CORSI ANNUALI	
1. Telefonia manuale e automatica	M. MEZZANA, M. GANDAIS
2. Trasmissione telefonica	R. POSSENTI, L. PIVANO
3. Teoria dei circuiti	G. SACERDOTE
4. Misure telefoniche	G. B. MADELLA
CORSI QUADRIMESTRALI	
5. Acustica telefonica	A. GIGLI
6. Linee e reti	G. FUSINA
7. Tecnologie dei materiali telefonici	A. COSIMI
CORSI MONOGRAFICI	
Ponti radio	M. BOELLA
Telegrafia	G. GELMI
Cavi telefonici	G. GREGORETTI
Misure acusticotecniche	A. BRESSI

Esami di gruppo: 2-5; 6-7.

la fine di dicembre esclusi due mesi di ferie: essi seguono l'attività normale del Reparto dell'Istituto cui vengono assegnati.

Agli allievi interni più meritevoli possono essere assegnate borse di studio costituite coi mezzi forniti dalla Fondazione Politecnica Piemontese, dall'Istituto Elettrotecnico Nazionale e da altri Enti. Possono altresì essere concessi agli allievi speciali premi. L'esito del Corso può essere considerato come titolo di preferenza per una eventuale assunzione nel personale dell'Istituto.

Le materie di insegnamento sono elencate nelle tabelle riportate a pagina precedente.
(52)

CORSO DI PERFEZIONAMENTO IN FISICA NUCLEARE APPLICATA

E' istituito presso il Politecnico di Milano per l'anno accademico 1951-52, un Corso di Perfezionamento in Fisica Nucleare Applicata.

Il Corso comprende i seguenti insegnamenti (con esercitazioni e dimostrazioni sperimentali):

1) *Introduzione alla Fisica Atomica* (Prof. G. Bolla - Politecnico di Milano e Laboratori CISE, Milano).
2) *Meccanica quantistica* (Prof. P. Caldirola - Università di Milano).
3) *Fisica Nucleare: Statica del Nucleo* (Prof. C. Salvetti - Dott. S. Gallone - Università di Milano e Laboratori CISE, Milano).
4) *Fisica Nucleare: Dinamica Nucleare* (Dott. U. Facchini - Politecnico di Milano e Laboratori CISE, Milano - Dott. L. Colli - Laboratori CISE, Milano).
5) *I reattori nucleari* (Ing. M. Silvestri, Ing. L. Orsoni - Laboratori CISE, Milano).
6) *Tecniche e misure di Fisica Nucleare*
   a) *Camere di ionizzazione, contatori di Geiger, ecc.* (Dott. E. Germagnoli, Dott. A. Bracci - Laboratori CISE, Milano);
   b) *Acceleratori e spettrografi di massa* (Ing. G. Perona, Dott. A. Persano - Laboratori CISE, Milano).
7) *Elettronica nella Fisica Nucleare* (Ing. E. Gatti - Politecnico di Milano e Laboratori CISE, Milano).
8) *La separazione degli isotopi stabili, con particolare riguardo all'acqua pesante* (Dott. E. Cerrai, Dott. C. Marchetti - Laboratori CISE, Milano).
9) *Chimica e Metallurgia dell'Uranio* (Prof. L. Malatesta - Università di Milano - Ing. A. Cacciari - Laboratori CISE, Milano).
10) *Geologia dell'Uranio. Prospezioni* (Prof. F. Ippolito - Università di Napoli - Dott. G. Marinelli - Università di Pisa).
11) *Radiochimica* (Prof. L. Malatesta - Università di Milano - Dott. E. Zimmer - Laboratori CISE, Milano).
12) *Applicazioni e implicazioni medicobiologiche della Fisica Nucleare. Protezioni* (Prof. A. Perussia - Istituto del Cancro, Milano e Laboratori CISE, Milano).
13) *Armi atomiche e radioattive. Problemi della difesa antiatomica* (Dott. A. Persano - Laboratori CISE, Milano).

Saranno tenuti dai Proff. E. Amaldi, B. Ferretti, E. Persico, G. Polvani, M. A. Rollier, G. Tagliaferri, conferenze su argomenti afferenti al Corso in giorni e ore che saranno indicati.

E' a disposizione degli interessati un programma particolareggiato dei Corsi col relativo calendario.

Le lezioni e le esercitazioni avranno luogo nelle aule dell'Istituto di Fisica Sperimentale del Politecnico dalle ore 17,30 alle 18,30 e dalle ore 18,30 alle 19,30 nei giorni di lunedì, martedì, mercoledì, giovedì e venerdì.

Le dimostrazioni sperimentali saranno tenute presso i Laboratori CISE di Fisica Nucleare Applicata, Milano, in linea di massima il sabato con orari da precisarsi.

Al Corso saranno ammessi i laureati in Ingegneria, Fisica, Chimica, Matematica e Fisica che superino un colloquio atto ad accertare la loro preparazione. Il numero degli iscritti è limitato a 25.

Agli iscritti che avranno frequentate le lezioni e le esercitazioni e avranno superato la prova di esame sarà rilasciato un certificato di studi e di esame a termini di legge.

Il Direttore del Politecnico prenderà in esame domande di ammissione al Corso provenienti da amministrazioni pubbliche e aziende industriali private che intendano farlo frequentare da loro dipendenti che siano in possesso dei titoli richiesti.

Per ulteriori chiarimenti e per le iscrizioni rivolgersi alla Segreteria del Politecnico. Presso la stessa Segreteria si può ritirare il programma particolareggiato.
(46)

DIPLOMA IN ELETTRONICA

A decorrere dall'anno accademico 1951-1952 è istituita, presso la Facoltà di Scienze dell'Università degli Studi di Milano, la Scuola di Perfezionamento in Fisica per il conseguimento del diploma di Elettronica.

Il Corso comprende i seguenti insegnamenti:

1° Anno

a) *Elementi e teoria dei circuiti elettrici* (prof. G. Ricci dell'Università di Milano, prof. F. Vecchiacchi del Politecnico di Milano, in collaborazione col dott. ing. F. Carassa della Fabbrica Italiana Magneti Marelli di Milano).

b) *Fisica degli elettroni* (Prof. G. Polvani dell'Università di Milano, prof. G. Tagliaferri dell'Università di Milano).

c) *Tubi e circuiti elettronici* (dott. ing. E. Gatti del Politecnico di Milano e Laboratori CISE di Milano, dott. ing. H. Mayr, della Fabbrica Italiana Magneti Marelli di Milano, dott. ing. L. Terra dell'Università di Milano).

2° Anno

a) *Apparecchiature elettroniche.*
b) *Elettronica industriale.*
c) *Esercitazioni di laboratorio.*

Ciascun insegnamento comporta un esame annuale. Per essere ammesso all'esame di diploma l'allievo deve aver superato tutti gli esami degli insegnamenti sopra elencati. L'esame di diploma consiste nella discussione orale di una dissertazione scritta su un tema approvato in precedenza dal Comitato direttivo della Scuola.

In quest'anno accademico, primo della istituzione della Scuola, verranno svolti solo gli insegnamenti del 1° anno del Corso: essi avranno inizio il 15 febbraio 1952 e termineranno il 30 giugno 1952.

Possono essere ammessi al primo anno di Corso i laureati in *fisica, ingegneria, chimica* e *chimica industriale*. Il numero degli iscritti è limitato a dodici. Il Comitato direttivo della Scuola sceglierà gli ammessi secondo l'ordine risultante dalla graduatoria stabilita dal Comitato stesso sulla base dei titoli di studio, scientifici e professionali, presentati dai singoli aspiranti. Il Comitato direttivo della Scuola si riserva di prendere in esame, in deroga alla disposizione limitante il numero degli iscritti, le domande di ammissione presentate, per conto dei propri dipendenti, da enti statali o da aziende industriali.

Coloro che intendono iscriversi al Corso dovranno far domanda al Rettore dell'Università entro il 12 febbraio 1952, via della Passione 12, Milano.

Per ulteriori chiarimenti rivolgersi all'Istituto di Fisica dell'Università, via Saldini 50, oppure alla Segreteria di specializzazione presso l'Università.
(47)

A Torino il 26 gennaio u. s., in una sala di Palazzo Carignano, per iniziativa dell'Unione Culturale Torinese, il prof. Antonio Carrelli — Direttore dell'Istituto di Fisica dell'Università di Napoli e vice presidente della Radio Italiana — ha tenuto una conferenza sul tema « La scienza e la vita ». L'insigne studioso è stato, alla fine, cordialmente applaudito dal numeroso pubblico che ha seguito con vivo interesse la brillante esposizione, felice sintesi di precisione scientifica e di pensiero umanistico.
(66)

PERFEZIONAMENTI DEL SERVIZIO RADIOFONICO ITALIANO

L'inaugurazione avvenuta il 30 dicembre, di un grosso gruppo di nuovi impianti radiofonici a grande raggio di azione, è stata accompagnata da alcune innovazioni minori destinate a migliorare localmente il servizio di radiodiffusione in alcune città e nelle immediate loro vicinanze. Trattasi di un secondo trasmettitore da 250 W installato a Palermo per la diffusione ad onda media del Terzo Programma e di due trasmettitori, pure da 250 W, installati a Catania per la diffusione ad onda media del Programma Nazionale e del Terzo Programma rispettivamente.

Un altro trasmettitore di uguale potenza, per il Terzo Programma, è stato installato a Genova-Granarolo, in attesa del momento in cui, attivato l'impianto ora in costruzione a Portofino (1 trasmettitore a onda media da 50 kW, 2 ad onda cortissima e M. F. da 3 kW), si renderà libero per questo servizio a Granarolo un trasmettitore da 5 kW. L'azione del trasmettitore da 250 W è integrata da quella di un secondo trasmettitore da 100 W, installato sul terrazzo della sede della RAI, in piazza della Vittoria.

I due trasmettitori funzionano con la stessa frequenza: la frequenza pilota del trasmettitore di Granarolo viene demoltiplicata convenientemente e la frequenza sottomultipla è trasmessa per cavo telefonico in piazza della Vittoria, dove viene moltiplicata e utilizzata per pilotare il trasmettitore da 100 W.

E' noto poi che la stazione di Cagliari, priva di collegamento col continente, pur funzionando autonoma con programmi in parte di produzione locale, in parte costituiti da registrazioni, ritrasmetteva sinora il Giornale Radio ed altri servizi informativi captando le emissioni di Roma sull'onda esclusiva di 845 kHz. Con la riforma dei programmi, tale onda è stata utilizzata per il Secondo Programma mentre la stazione di Cagliari, pur conservando la sua autonomia, è in certo modo inquadrata nel Programma Nazionale. Per i notiziari si è stati costretti a ricorrere alla ritrasmissione delle emissioni di altre stazioni continentali, alcune delle quali sincronizzate; e si è posto quindi il problema della eliminazione dei disturbi che presenta, a grande distanza, la ricezione di stazioni di questo tipo.

Questo problema è stato risolto installando nei pressi di Cagliari due impianti riceventi Diversity muniti di antenne a quadro: uno consente la ritrasmissione, nelle ore serali, delle emissioni della stazione di Milano 1 che funziona con frequenza esclusiva; l'altro consente invece di ritrasmettere le emissioni della stazione di Napoli 1, funzionante con la frequenza di 656 kHz, riducendo al minimo i segnali provenienti dalle altre stazioni situate a nord di Roma, che funzionano sincronizzate sulla stessa frequenza.
(54)

PRIMA STAZIONE TELEVISIVA ARGENTINA

Col primo novembre dello scorso anno è entrata ufficialmente in servizio la prima stazione televisiva argentina; il nominativo attuale della stazione, gestita dalla Radio Belgrano, è di LR3-TV.

Le apparecchiature che la compongono sono state importate tramite la International Standard Electric Argentina rappresentante locale della Federal Telecommunication Laboratories Inc., costruttrice delle medesime.

Il complesso trasmittente è situato sulla sommità del Ministerio de Obras Publicas (Ministero delle Opere Pubbliche), in pieno centro di Buenos Aires, ed ha una potenza di 5 kW sul canale video e di 3 kW sul canale suono.

Il complesso irradiante è costituito da un sistema ad alto guadagno, di 24 elementi, costituiti ciascuno da 3 dipoli piegati; l'altezza è di 16 m ed il peso di 1150 kg; la suddetta antenna è collocata su di un pilone a traliccio di ferro dell'altezza di 50 m, il tutto è poi posto sempre sulla sommità del suddetto Ministero; l'antenna rimane così situata ad una altezza complessiva di 160 m da terra, viene così ad essere assicurato un buon campo di radiazione che, favorito dalle condizioni del terreno che circonda la capitale, fa sì che l'area servita dal trasmettitore copra un raggio di circa 150 km.

Gli studi di ripresa, in numero di due, posti in un'altra località della città, sono collegati con la sede del trasmettitore per mezzo di un ponte radio funzionante su 2000 MHz; per quanto concerne la loro attrezzatura essi sono, tra l'altro, dotati di un totale di 14 camere da ripresa, sistemi sincronizzati per la trasmissione di pellicole cinematografiche, ecc.

Per la ripresa di scene all'aperto sono stati pure acquistati 2 carri mobili aventi una portata di 10 km.

Il costo totale della stazione più tutti gli accessori ascende a ben 14 milioni di pesos argentini.

L'installazione in loco della stazione è stata effettuata sotto la direzione di 6 tecnici nordamericani i quali si incaricano pure del funzionamento della medesima per un periodo di un anno; durante tale periodo si spera di poter addestrare un sufficiente numero di tecnici locali; a tale scopo, ed anche per quanto riguarda il problema della manutenzione e riparazione dei televisori, funzionano già corsi locali, alcuni dei quali a carico di ditte del posto (RCA, Philco, Philips).

Sono stati importati circa 30.000 televisori dagli U.S.A. per la vendita diretta al pubblico, molti di questi sono installati in posti distinti della città e funzionano a scopo di propaganda. Il ricevitore più diffuso è il Capehart C 33 con tubo rettangolare da 53 x 43 cm; in numero minore vengono poi Sylvania, Philco, RCA; il costo si aggira in media sui 15-20 mila pesos.

I dati riguardanti la stazione trasmittente, tenendo presente che la frequenza della rete locale è di 50 Hz, sono i seguenti: numero di quadri 25 al secondo; numero di linee per quadro 625. I segnali di sincronizzazione hanno la medesima forma di quelli usati negli Stati Uniti, con piccole modificazioni per l'adattamento alle caratteristiche dell'impianto e condizioni locali. La modulazione video è d'ampiezza con polarità negativa. La modulazione suono è di frequenza con una deviazione massima di 25 kHz. Il canale di trasmissione ha una larghezza da 174 a 180 M Hz, corrispondente al canale 7 dei regolamenti della F.C.C. U.S.A.; in detto canale le due portanti sono così situate: immagine 175,25 M Hz, suono 179,75 M Hz.
(48)

LA TELEVISIONE IN FRANCIA

In Francia sono attualmente in funzione tre stazioni televisive. Due sono installate sulla torre Eiffel a Parigi e irradiano lo stesso programma rispettivamente sullo standard di 441 linee (che sarà mantenuto in funzione fino al 1958) e sullo standard di 819 linee. La terza stazione funziona a Lilla sullo standard di 819 linee.

I programmi di trasmissione sono attualmente così fissati:

Tutte le sere dalle 20,30 fino alle 22,30-23 (giornale e attualità sportive relative alla stessa giornata, poi film, riprese da teatri, documentari).

Domenica dalle 10,30 alle 12: servizio religioso cattolico (messa, documentari, film religiosi) - dalle 16,30 alle 17,30: film di attualità e moda.

Lunedì, martedì, giovedì, venerdì, sabato dalle 13 alle 13,45 Tele-Paris (interviste, attualità, già trasmesse la sera precedente).

Un televisore normale con cinescopio da 31 cm (circa 20 valvole) costa intorno ai 140.000 franchi.

La tassa di abbonamento alla televisione è di 3000 franchi.

A circa quattro anni dall'inizio di un servizio regolare vi sono oggidì circa 20.000 abbonati e si pensa che in totale vi siano da 40 a 50 mila televisori installati.
(64)

LIBRI E PUBBLICAZIONI

(continuazione da pag. 100)

Completa questa seconda parte un capitolo dedicato alle norme che regolano una buona manutenzione ed i relativi controlli statistici.

La pubblicazione è frutto di una felice simbiosi tra un tecnico della produzione ed un tecnico dell'esercizio i quali, con la loro competenza hanno messo a disposizione, soprattutto di quanti quotidianamente sono a contatto con centrali automatiche Siemens, un interessante ed utile strumento di studio e di lavoro.
(49) F. Z.

Direttore responsabile: DOTT. ING. VITTORIO MALINVERNI - Edizioni Radio Italiana - Torino, Via Arsenale 21 - Telef. 41.172

Con i tipi della ILTE (Industria Libraria Tipografica Editrice) - Corso Valdocco 2 - Torino - Telefono 40.443